Volume 13 Mars 1934 Numéro 147

L'ONDE ÉLECTRIQUE

RADIOÉLECTRICITÉ ET SES APPLICATIONS SCIENTIFIQUES ET TECHNIQUES

BULLETIN DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

La liaison à ondes ultra-courtes de 17 centimètres entre Lympne et Saint-Inglevert, par A. CLAVIER.

Sur la mesure de la résistance des circuits oscillants en haute fréquence, par M. BEAUVILAIN.

Note sur quelques mesures du rayonnement des stations de navires, par J. MARIQUE.

Analyses.

ÉTIENNE CHIRON, Éditeur, 40, rue de Seine, PARIS VI[e]

La Rédaction décline toute responsabilité en ce qui concerne la teneur des articles publiés, les auteurs assumant l'entière responsabilité de ce qui paraît sous leur signature.

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens

(Ancienne Société des Amis de la T. S. F.)

ABONNEMENT D'UN AN	Etienne CHIRON	PRIX
France..... 60 fr.	ÉDITEUR	DU NUMÉRO : 6 fr.
Étranger { tarif faible. 70 fr. / tarif fort.. 80 fr.	40, rue de Seine-PARIS	Tél. : DANTON 47-56
	CHÈQUES POSTAUX : PARIS 53-35	

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

Adresser la correspondance administrative et technique au

Secrétariat de la S. R. E.

14, avenue Pierre-Larousse

Malakoff (Seine)

Paiement des cotisations à

M. COLMANT, trésorier

4, rue Alfred, Clamart (Seine)

Compte de chèques postaux n° 697-38

Les correspondants sont priés de rappeler chaque fois le numéro d'inscription porté sur leur carte.

CHANGEMENTS D'ADRESSE : Joindre 2 francs par revue à toute demande.

EXTRAIT DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société des Radioélectriciens a pour but :

1° De contribuer à l'avancement de la radiotélégraphie théorique et appliquée ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent :

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

. . . . . .

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion des questions concernant la radiotélégraphie et tout ce qui s'y rattache.

. . . . . .

Elle s'interdit toute ingérence dans les entreprises industrielles ou commerciales quelconques, autres que celles qui concernent son administration propre.

. . . . . .

ART. 2. — La Société se compose de membres titulaires, — dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, — et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au président une demande écrite appuyée par un membre de la Société ;

2° Être agréé par le Bureau de la Société.

. . . . . .

Tout membre titulaire qui aura pris l'engagement de verser pendant cinq années consécutives une subvention annuelle d'au moins 1.000 francs pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, auront fait don à la Société, en dehors de leur cotisation, d'une somme de 300 francs au moins, seront inscrits en qualité de donateurs.

. . . . . .

Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique.

Cette publication leur est adressée gratuitement.

Toutefois les membres résidant à l'étranger doivent verser en sus de leur cotisation annuelle une somme destinée à couvrir le supplément de frais postaux, somme qui sera déterminée par le Bureau.

. . . . . .

MONTANTS DES COTISATIONS

Les cotisations annuelles sont ainsi fixées

Particuliers . . . . . 50 fr.

Sociétés ou collectivités. . . . . 200 fr.

Les cotisations peuvent être rachetées moyennant le paiement immédiat de quinze annuités.

La cotisation des membres titulaires âgés de moins de 21 ans, en cours d'études ou de préparation professionnelle, peut sur demande être ramenée à 30 francs.

Les membres résidant à l'étranger doivent verser en plus pour couvrir le supplément de frais postaux la somme de 15 fr.

Cette somme sera diminuée de moitié si le pays de leur résidence a adhéré à la Convention de Stockholm (se renseigner à la Poste).

L'envoi de la carte de membre tient lieu de reçu de la somme envoyée. En cas de non admission d'un candidat, la somme versée lui est retournée.

Vol. 13 MARS 1934 N° 147

LA LIAISON A ONDES ULTRA-COURTES DE 17 CENTIMÈTRES ENTRE LYMPNE ET SAINT-INGLEVERT[1].

par A. CLAVIER

Les laboratoires " Le Matériel Téléphonique ".

SOMMAIRE.

Une liaison radio-électrique commerciale a été inaugurée le 26 janvier 1931, aux aérodromes de Lympne (Angleterre) et de Saint-Inglevert (France). Cette liaison fonctionne sur une longueur d'onde d'environ 17 centimètres.

L'article expose les propriétés générales de ces ondes de fréquence très élevée. Il décrit les moyens employés pour produire et détecter les oscillations et donne les caractéristiques théoriques et expérimentales des tubes à vide utilisés. Il indique comment sont établis les systèmes électro-optiques employés pour concentrer les ondes émises en un faisceau étroit et pour capter les ondes reçues avec une grande efficacité. Il donne enfin une description détaillée de l'équipement installé dans chacune des stations terminales, et en explique les conditions de réglage et de fonctionnement.

Les ondes ultra-courtes, de longueur inférieure à 50 centimètres, par exemple, ont déjà, comme on sait, fait l'objet de nombreux travaux, parmi lesquels nous citerons les expériences de Barkhausen et Kurz, les recherches de Gutton, Pierret, Beauvais et Hollmann, les investigations théoriques de Benham, Möller, etc...

Les Laboratoires de la société « Le Matériel Téléphonique » s'intéressèrent à la question dès 1929 et donnèrent en mars 1931 une démonstration entre Escalles près de Calais et St-Margaret's Bay près de Douvres.

Il s'agissait d'une communication téléphonique duplex sur une longueur d'onde de l'ordre de 18 centimètres.

Le succès de cette démonstration attira l'attention sur les possibilités que présentaient ces très petites ondes pour l'art des communications. Les ministères de l'Air français et britannique firent appel à la Société Française Radio-Électrique et à la société Le Matériel Téléphonique d'une part et à la Standard Telephones and Cables Ltd d'autre part, pour l'installation d'un système de

1. Communication faite à la Société des Radioélectriciens, le 25 avril 1931.

communication sur ondes très courtes entre les aérodromes de Lympne et de Saint-Inglevert, au-dessus du détroit du Pas de Calais. Cette installation représente la première application commerciale effectuée sur des longueurs d'onde de cet ordre, auxquelles on se réfère souvent dans la presse technique internationale sous le nom de micro-rayons.

Ces très petites ondes ou micro-rayons se placent, comme l'indique la figure ci-contre, dans une région jusqu'ici pratiquement inexploitée des ondes radio-électriques (fig. 1).

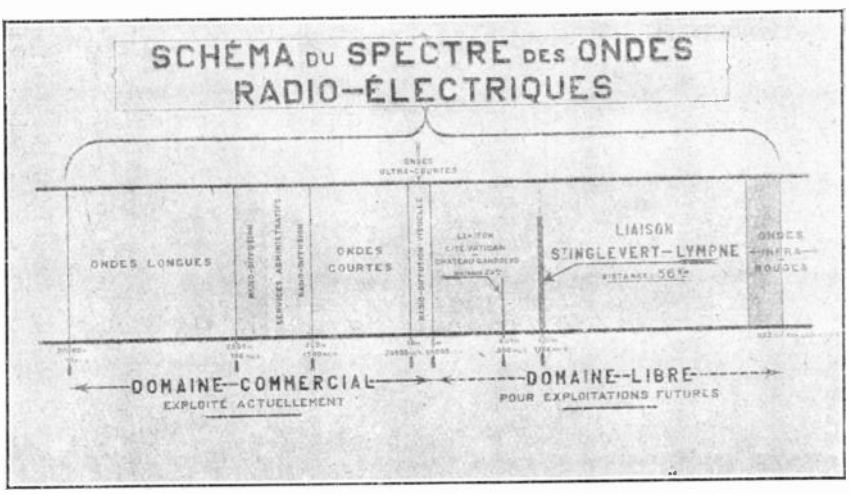


Fig. 1. — Schéma du spectre des ondes radio-électriques.

Si on compare ces ondes de très petite longueur avec celles que l'on utilise habituellement en radio-communication, on trouve, dans leurs propriétés et leur technique, des différences considérables, qui viennent de ce qu'elles se situent, en quelque sorte, entre les domaines de l'optique et celui des oscillations électriques. Par exemple, l'emploi de ces ondes permet la réalisation de réflecteurs qui viennent concurrencer avec avantage les réseaux d'antennes employés pour les ondes de plus grande longueur.

La similitude entre les micro-rayons et la lumière s'accuse encore dans le fait que les communications à micro-rayons dont il s'agit ont été réalisées dans le cas où il y a visibilité optique entre les stations terminales, c'est-à-dire où aucun obstacle important n'est placé sur le trajet qui relie le réflecteur émetteur au réflec-

teur récepteur. Mais à l'encontre de ce qui se passe pour la lumière, les micro-rayons sont des ondes assez longues pour que le brouillard et la pluie n'interviennent pas défavorablement dans leur propagation.

Il ne faut, d'autre part, jamais perdre de vue que, bien que l'on ait à considérer constamment dans cette technique les phénomènes de réflexion, de réfraction et de diffraction, les dimensions de l'appareillage, en comparaison avec la longueur d'onde, sont généralement d'un tout autre ordre de grandeur que celui qui se présente dans la plupart des applications de l'optique.

Avant de décrire en détail l'équipement de la station de Saint-Inglevert, nous donnerons ici quelques renseignements généraux sur les tubes employés pour produire et recevoir ces oscillations de fréquence extrêmement élevée.

1. Constitution du tube oscillateur. — Le tube que nous avons employé comprend trois électrodes possédant une symétrie cylindrique. Le filament est dans l'axe de l'ensemble; il est fait de tungstène très pur. Une électrode en forme d'hélice entoure ce filament et se compose d'un nombre de spires qui varie d'un type de tube à l'autre.

Pour Saint-Inglevert, par exemple, et l'onde de 17,4 centimètres, ce nombre de spires est de 17.

Nous avons pris l'habitude d'appeler cette électrode « électrode oscillante » parce que son fonctionnement ne rappelle en aucune façon celui de la grille des tubes ordinaires. Nous justifierons ci-après cette nouvelle appellation.

L'électrode externe est un cylindre de molybdène, et nous l'appelons électrode réfléchissante, pour rappeler le rôle qu'elle joue dans la génération des oscillations, ainsi qu'on le verra ci-dessous également.

Les deux extrémités de l'électrode oscillante sont reliées à une courte ligne de transmission qui conduit à l'élément servant au rayonnement. Le cas le plus simple est constitué par un élément conducteur placé perpendiculairement aux fils de sortie de l'électrode oscillante.

On règle la longueur de ces fils de sortie de façon que cet élément soit placé à un ventre d'intensité et, comme sa longueur est

petite vis-à-vis de la longueur d'onde, l'intensité du courant de haute fréquence est à chaque instant très approximativement constante tout le long de cet élément de rayonnement, qui fonctionne ainsi comme un doublet théorique.

On applique à l'électrode oscillante une tension positive de l'ordre de 300 volts à l'aide d'une connexion qui arrive perpendiculairement au doublet en son milieu.

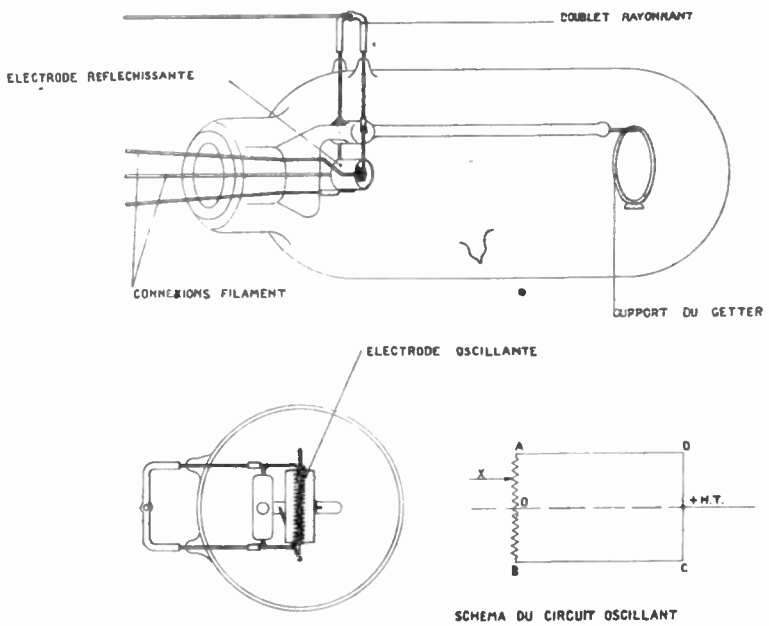


Fig. 2. — Constitution du tube oscillateur et schéma du circuit oscillant.

L'électrode réfléchissante est polarisée au moyen d'une batterie qui la rend négative par rapport à l'un des points de la batterie de chauffage, constituant le point commun.

On trouvera, figure 2, un schéma du circuit ainsi constitué, et figure 3, une photographie représentant deux types de tube, qui ne diffèrent que par la disposition des sorties d'électrodes. Ils représentent deux modèles que nous avons successivement employés, l'un pour la liaison Calais-Douvres, l'autre pour la liaison Lympne-Saint-Inglevert.

2. Production des oscillations. — Les oscillations que nous avons pu produire avec ce type de tube se placent toujours alentour d'un

point de fonctionnement qui fait partie de la région de saturation des courbes caractéristiques du tube relevées statiquement pour un courant de chauffage déterminé.

Les électrons sont attirés par l'électrode oscillante polarisée positivement. Un certain nombre tombent directement sur cette électrode; d'autres passent à travers les interstices de l'hélice et

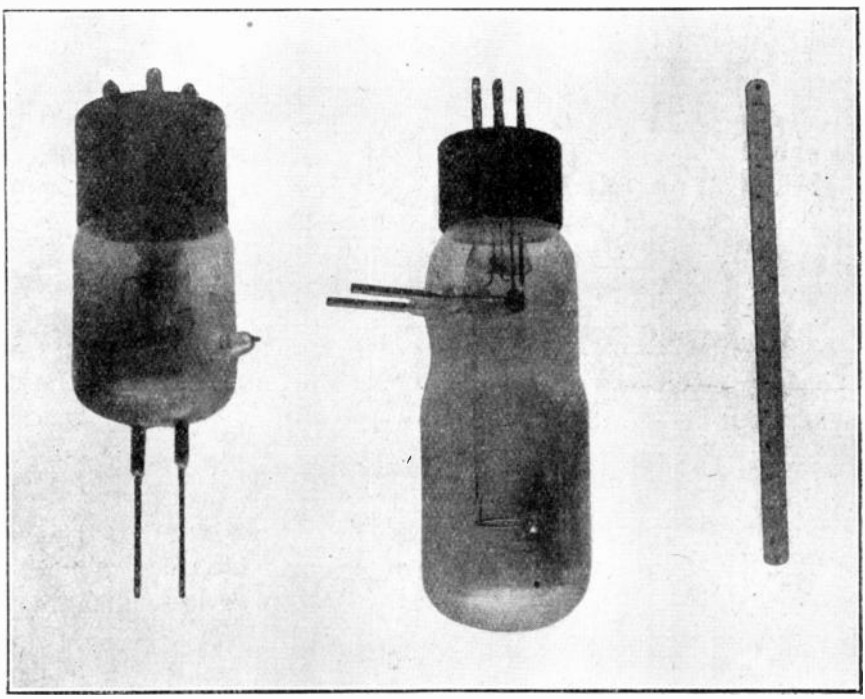


Fig. 3. — Tubes micro-radions.

arrivent dans l'espace compris entre l'électrode oscillante et l'électrode réfléchissante. Ils sont alors soumis à un champ qui les retarde; ils perdent leur vitesse et s'arrêtent dans une région qui constitue une véritable cathode virtuelle Ces électrons sont, en partie, réattirés par l'électrode oscillante, certains tombent sur le fil de cette électrode et d'autres font retour à la région du filament réel. Dans le mécanisme ultérieur des oscillations, ces derniers ne pourront plus être distingués des autres électrons disponibles, lorsqu'ils seront attirés à nouveau par l'électrodeoscillante.

La théorie donnée ci-après néglige tout effet de vitesse initiale et de charge d'espace. Elle a simplement pour but de dégager la raison à laquelle nous attribuons la possibilité d'entretien d'oscillations de très haute fréquence dans un pareil dispositif.

Nous allons montrer que lorsqu'une tension de cette fréquence apparaît le long de l'électrode oscillante, le nombre total d'électrons qui tombent en chaque point, soit directement, soit après avoir été en quelque sorte réfléchis par l'action de l'électrode réfléchissante, comportera une partie variable de même fréquence que celle de la tension d'origine. On peut donc dire qu'il y aura, le long de l'électrode oscillante, un courant de fuite comprenant une composante de haute fréquence qui pourra ne pas être en phase avec la tension oscillante qui l'a provoquée, d'où un effet de conductance négative susceptible de contre-balancer les pertes du système et de déterminer l'entretien des oscillations.

3. Cas des électrodes planes. — Considérons d'abord le cas simplifié où la cathode et l'électrode réfléchissante auraient la forme de deux plans parallèles.

L'électrode oscillante serait constituée par des fils disposés dans un plan parallèle aux autres électrodes.

De façon à ne pas perdre de vue le cas de l'électrode cylindrique, attribuons une épaisseur r_a à la cathode, appelons r_o la distance du plan extérieur de la cathode au plan de l'électrode oscillante et r un rayon intermédiaire entre r_a et r_o.

Supposons que l'électrode oscillante soit en état d'oscillation. A la distance r, en face d'un certain point X de cette électrode, le potentiel pourra s'écrire :

$$E_o \frac{r - r_a}{r_o - r_a} (1 + m_x \cos \omega t) \qquad (1)$$

où m_x est une petite quantité égale au rapport de l'amplitude de l'oscillation à haute fréquence au potentiel continu appliqué à l'électrode oscillante et où, comme à l'habitude :

$$\omega = \frac{2\pi}{T}, \qquad (2)$$

T étant la période des oscillations supposées.

Nous admettons que la vitesse des électrons reste considérablement inférieure à la vitesse de propagation du champ électrique.

Partant de l'équation fondamentale :

$$m \frac{d^2r}{dt^2} = \frac{\varepsilon E_o}{r_o - r_a} (1 + m_x \cos \omega t) \qquad (3)$$

où m est la masse des électrons et ε sa charge, on trouve au moyen de deux intégrations successives :

$$\frac{2m (r_o - r_a)^2}{\varepsilon E_o} = (t_o - t_a)^2 - \frac{2m}{\omega} (t_o - t_a) \sin \omega t_a$$

$$- \frac{2m_x}{\omega^2} (\cos \omega t_o - \cos \omega t_a). \qquad (4)$$

Dans cette équation, t_a est l'instant où l'électron quitte la cathode et t_o celui où il atteint l'électrode oscillante.

S'il n'y avait pas d'oscillation, le temps de transit depuis la cathode jusqu'à l'électrode oscillante serait donné par :

$$t_o - t_a = \sqrt{\frac{2m}{\varepsilon E_o}} (r_o - r_a) = A. \qquad (5)$$

Comme m_x est une très petite quantité, puisque nous étudions la naissance des oscillations, on trouve une valeur approchée du temps de transit en régime dynamique, en remplaçant $t_o - t_a$ par A dans les termes de l'équation (4) comportant m_x, ce qui nous conduit à :

$$t_1 = A \left[1 + \frac{m_x}{\omega A} \sin \omega t_a - \frac{2m_x}{\omega^2 A^2} \sin \frac{\omega A}{2} \sin \omega \left(t_a + \frac{A}{2} \right) \right] \qquad (6)$$

où t_1 est le temps que les électrons quittant la cathode à l'instant t_a prennent pour atteindre l'électrode oscillante en condition dynamique. L'équation (6) montre que ce temps fluctue alentour de la valeur moyenne A qui représente le temps de transit pour le régime statique. De ce chef, la densité des électrons tombant au point X deviendra variable dans le temps, bien que la même quantité d'électrons quitte le filament, en moyenne, à chaque instant.

Un électron quittant le filament à l'instant t_a atteindra l'électrode oscillante à l'instant $(t_a + t_1)$. Un autre électron partant à l'instant $(t_a + \delta t_a)$ atteindra l'électrode oscillante au temps $(t_a + t_1 + \delta t_a + \delta t_1)$.

Désignons le nombre d'électrons émis dans l'intervalle δt_a par

$\alpha \partial t_a$. La densité du courant électronique direct tombant sur la longueur dx contenant le point X sera dès lors égale à :

$$\frac{\alpha . \partial t_a}{\partial t_a + \partial t_1} = \alpha \frac{1}{1 + \frac{\partial t_1}{\partial t_a}} \qquad (7)$$

et le courant électronique direct sur cette longueur dx pourra finalement s'écrire :

$$i_{dx} = \alpha \left[1 - \left(1 - \frac{\sin \omega A}{\omega A} \right) m_x \cos \omega t_a - \frac{2 \sin^2 \frac{\omega A}{2}}{\omega A} m_x \sin \omega t_a \right] dx. \qquad (8)$$

On voit que la composante à haute fréquence de ce courant n'est pas en phase avec la tension qui la provoque. La différence de phase et d'amplitude de cette composante dépend du temps moyen de transit des électrons, c'est-à-dire des dimensions du tube et du potentiel continu appliqué à l'électrode oscillante.

4. Courant électronique réfléchi vers l'électrode oscillante (électrode plane). — Les électrons qui passent à travers les interstices de l'électrode oscillante viennent, comme nous l'avons déjà expliqué, former une cathode virtuelle dans l'espace compris entre l'électrode oscillante et l'électrode réfléchissante, dont nous appellerons la distance au plan d'origine : r_r. La distance r_x où se forme la cathode virtuelle n'est pas très différente de la distance à laquelle les électrons s'arrêteraient s'il n'y avait pas d'oscillation.

Quand les électrons traversent le plan de l'électrode oscillante, leur vitesse a une valeur moyenne donnée par :

$$\frac{1}{2} m v_o^2 = \varepsilon E_o. \qquad (9)$$

Nous négligerons encore tout effet de charge d'espace et nous dirons que le potentiel à la distance r dans l'espace considéré peut s'écrire :

$$E = E_o - (E_o + E_r) \frac{r - r_o}{r_r - r_o} \qquad (10)$$

de telle façon que la distance r_x sera tirée de l'équation :

$$\frac{1}{2} m v_o^2 = \varepsilon E_o = \varepsilon \frac{E_o + E_r}{r_r - r_o} (r_x - r_o). \qquad (11)$$

Nous obtenons dès lors, pour cette cathode virtuelle, le même processus que pour le filament réel. Le temps de transit des électrons entre la cathode virtuelle et l'électrode oscillante fluctuera alentour d'une valeur B qui correspond aux conditions statiques et donnera naissance à un courant électronique qu'on peut appeler réfléchi, qui sera variable dans le temps et dont la valeur s'écrira :

$$i_{rx} = \beta \left[1 - \left(1 - \frac{\sin \omega B}{\omega B} \right) m_x \cos \omega t_a - \frac{2\, m_x \sin^2 \frac{\omega B}{2}}{\omega B} \sin \omega t_a \right] dx. \qquad (12)$$

Dans cette équation, β est une constante caractérisant l'émission de la cathode virtuelle comme α l'était pour le filament réel. Les facteurs α et β donnent l'importance relative des deux composantes du courant électronique tombant au point considéré de l'électrode oscillante.

5. Courant électronique total et effet de conductance négative. — Au point de l'électrode oscillante que nous avons considéré, il y aura, par longueur dx, un courant de fuite égal à la somme de deux courants, direct et réfléchi, c'est-à-dire :

$$i_{dx} + i_{rx}. \qquad (13)$$

Comme le filament donne son courant de saturation, l'intégration de la valeur moyenne de cette expression le long de l'électrode oscillante doit être égale au courant de saturation I_o, d'où :

$$(\alpha + \beta) A = I_o \qquad (14)$$

où A est la longueur de l'électrode oscillante.

Le courant total électronique qui tombe sur dx s'écrira donc finalement :

$$i_x = \frac{I_o}{A} dx - \frac{I_o}{A} m_x \cos \omega t \left[\left(1 - \frac{\sin \omega A}{\omega A} \right) \frac{\alpha}{\alpha + \beta} + \left(1 - \frac{\sin \omega B}{\omega B} \right) \frac{\beta}{\alpha + \beta} dx \right] - \frac{I_o}{A} m_x \sin \omega t \left(\frac{2 \sin^2 \frac{\omega A}{2}}{\omega A} \frac{\alpha}{\alpha + \beta} + \frac{2 \sin^2 \frac{\omega B}{2}}{\omega B} \frac{\beta}{\alpha + \beta} \right) dx \qquad (15)$$

Nous montrons ainsi qu'au point X il existe une conductance négative de fuite par unité de longueur égale à :

$$\frac{I_o}{AE_o}\left[\left(1-\frac{\sin\omega.A}{\omega.A}\right)\frac{\alpha}{\alpha+\beta}+\left(1-\frac{\sin\omega B}{\omega B}\right)\frac{\beta}{\alpha+\beta}\right] \quad (16)$$

Et nous expliquons par là la possibilité d'entretien d'oscillations, pourvu que l'effet de cette conductance négative le long de l'électrode oscillante puisse compenser les pertes existant dans le circuit électrique considéré.

6. Électrodes cylindriques. — L'analyse du mécanisme ci-dessus suggère une explication similaire dans le cas des électrodes cylindriques.

Dans les mêmes hypothèses, la distribution du potentiel entre le filament et l'électrode oscillante sera :

$$E_o\frac{\log\frac{r}{r_a}}{\log\frac{r_o}{r_a}} \quad (17)$$

et l'équation fondamentale (3) deviendra :

$$m\frac{d^2r}{dt^2}=\frac{\varepsilon E_o}{r\log\frac{r_o}{r_a}}(1+m_x\cos\omega t). \quad (18)$$

Dans ce cas, le champ électrique statique varie considérablement dans l'espace compris entre la cathode et l'électrode oscillante, en fait dans le rapport de $\frac{r_o}{r_a}$, voisin de 24 dans les tubes employés à Saint-Inglevert.

Comme l'équation (18) conduit à des difficultés mathématiques, nous nous bornons à supposer que la densité des électrons varie comme dans le cas précédent et donne une composante de haute fréquence correspondant à une conductance $g(\omega A)$, mais nous ne ferons pas d'hypothèse sur le signe de cette quantité.

Par contre, dans l'espace entre l'électrode oscillante et la cathode virtuelle, la distribution du potentiel est donnée par :

$$E_o-E_o\frac{\log\frac{r}{r_o}}{\log\frac{r_x}{r_o}}=E_o\frac{\log\frac{r_x}{r}}{\log\frac{r_x}{r_o}} \quad (19)$$

et le champ électrique varie beaucoup moins que dans l'espace compris entre le filament réel et l'électrode oscillante. Pour le type de tube que nous considérons, on trouve un rapport de 7 à 4. Nous sommes ainsi beaucoup plus voisins du cas de l'électrode plane et nous pouvons raisonnablement conclure que la densité des électrons réfléchis tombant sur l'électrode oscillante pourra donner lieu à une conductance $g(\omega B)$ qui pourra devenir négative.

Nous pensons donc que la possibilité d'oscillations dans les systèmes cylindriques vient du fait que la quantité totale

$$g(\omega A) + g(\omega B) \qquad (20)$$

devient négative quand on applique aux électrodes des tensions convenables, et l'expérience confirme cette possibilité.

7. Courbes à fréquence constante. — Nous sommes guidés par les idées exposées ci-dessus dans l'étude des propriétés expérimentales des tubes oscillateurs micro-radions.

En fixant à une certaine longueur les sorties de l'électrode oscillante, nous avons d'abord trouvé que, pour ce réglage particulier du circuit oscillant, le tube donnait sa puissance maximum pour une fréquence déterminée que nous appelons fréquence optimum.

Pour trouver cette fréquence optimum, nous nous sommes servis d'un ondemètre dont on trouvera une description de principe dans le numéro de février 1932 de l'*Onde Électrique*[1].

Nous réglons cet ondemètre pour différentes longueurs d'onde dans une étendue expérimentalement convenable et, pour chaque réglage, nous cherchons quelles sont les tensions appliquées au tube pour obtenir la plus grande déviation du galvanomètre de l'ondemètre. Nous prenons soin de vérifier, chaque fois, que cette déviation maximum représente bien la résonance sur le réglage de l'ondemètre.

On trouve qu'un réglage determiné de l'ondemètre donne lieu à une déviation nettement plus grande, qui détermine ainsi la fréquence optimum.

Pour cette fréquence optimum, nous pouvons alors tracer une courbe que nous appelons la courbe à fréquence constante. C'est

1. R. H. Darbord, « Réflecteurs et Lignes de Transmission pour ondes Ultra-courtes ».

une courbe qui donne la relation qui doit exister entre les tensions appliquées aux deux électrodes, électrode oscillante et électrode réfléchissante, pour que le tube donne la fréquence optimum.

On trouvera, figure 4, la forme que prend cette courbe dans un grand nombre de cas. La figure 5 montre le banc d'essai employé pour la tracer.

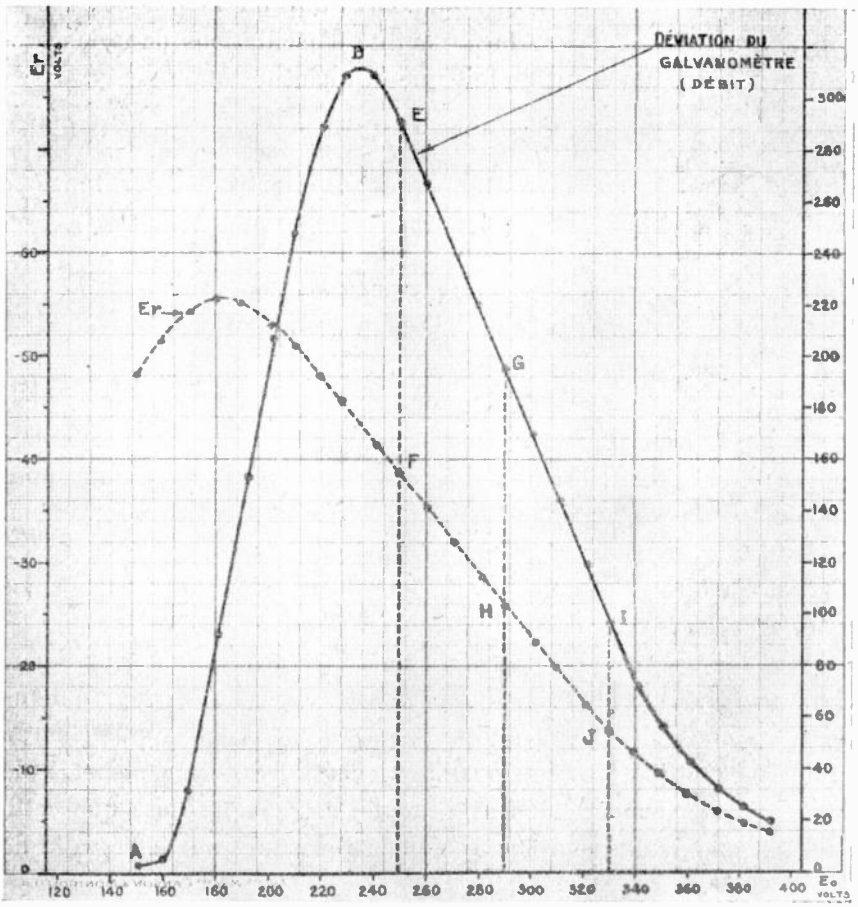


Fig. 4. — Courbes à fréquence constante.

La théorie exposée ci-dessus conduit à l'explication suivante :

Pour chaque valeur de la tension appliquée à l'électrode oscillante, la quantité A aura une valeur déterminée, et la naissance et l'entretien d'oscillations dépend du réglage de la quantité B. La meilleure condition correspondra à la plus grande valeur négative de :

$$g(\omega A) + g(\omega B). \qquad (21)$$

Il faudra, par suite, rendre la quantité $g(\omega B)$ aussi grande négativement que possible, ce qui conduirait, par exemple, dans le cas

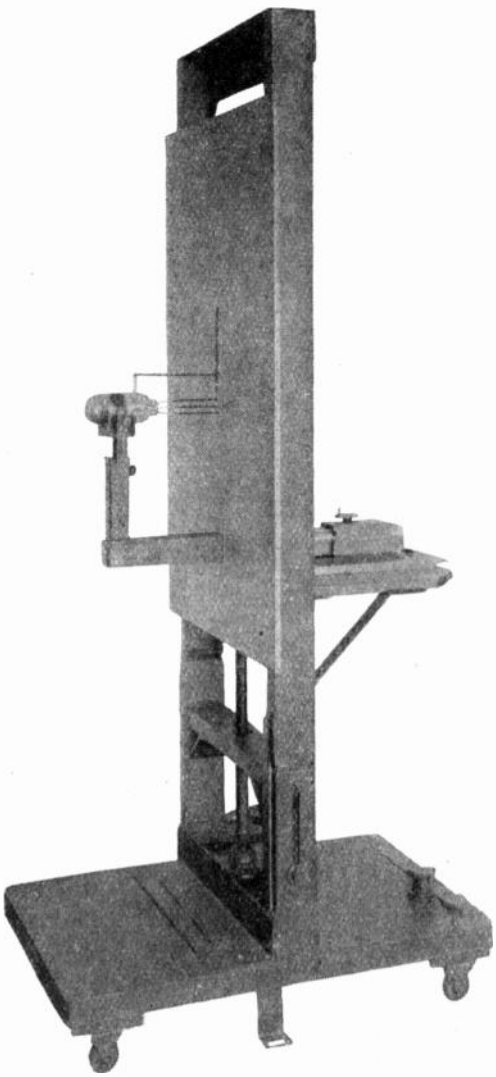


Fig. 5. — Banc d'essai des tubes oscillateurs

des électrodes planes, à la relation approximative :

$$\omega B = \frac{3\pi}{2}. \qquad (22)$$

Pour chaque valeur de la tension appliquée à l'électrode oscillante, on devra donc régler la tension de l'électrode réfléchissante de façon à obtenir une valeur déterminée pour le temps moyen de transit des électrons entre la cathode virtuelle et l'électrode oscillante.

Ce temps moyen de transit se calcule de la même façon que la quantité A ci-dessus, et on aboutit à l'équation :

$$B = \frac{1}{\sqrt{\frac{2\varepsilon E_a}{m}}} \int_{r_0}^{r_a} \frac{dr}{\sqrt{1 - \frac{\log \frac{r}{r_0}}{\log \frac{r_a}{r_0}}}} \qquad (23)$$

On voit que cette quantité dépend à la fois de E_a et de E_r qui déterminent la valeur de la distance r_a.

Voici, par exemple, un cas expérimental que nous avons calculé :

QUANTITÉS EXPÉRIMENTALES		QUANTITÉS CALCULÉES		OBSERVATIONS
E_a volts	$-E_r$ volts	A 10^{-9} Sec	B $(10^{-9}$ Sec)	$\lambda = 18{,}4$ cm. $T = 61$ $(10^{-9}$ Sec)
150	— 57.0	0.30	0.37	
200	— 52.0	0.26	0.365	
220	— 45.0	0.25	0.37	Puissance maximum.
250	— 34.5	0.23	0.375	
300	— 19.5	0.21	0.38	
350	— 9.0	0.20	0.375	
400	— 1.5	0.18	0.38	

La valeur trouvée pour B n'est pas très différente de celle qui correspondrait à l'approximation 22.

On obtient ainsi la même fréquence pour toute une série de couples de valeurs de tensions appliquées aux deux électrodes, mais la puissance obtenue n'est pas la même pour chaque couple. On voit sur la figure 4 que cette puissance passe par un maximum lorsque le temps de transit A est, à son tour, réglé à la meilleure valeur.

Dans les expériences ci-dessus décrites, le courant dans le filament est maintenu constant et choisi de telle sorte que la dissipation de chaleur sur l'électrode oscillante ne soit pas trop grande et n'amène pas de déformation.

8. Application des courbes à fréquence constante à la modulation en amplitude. — Les courbes à fréquence constante sont très importantes pour l'utilisation pratique des tubes micro-radions. Par exemple, elles donnent la possibilité d'obtenir une modulation en amplitude.

Dans la figure 4, on choisira la partie droite de la courbe où l'on remarque que, dans une certaine étendue, la puissance fournie par le tube varie linéairement, tandis que la relation qui lie les tensions appliquées aux deux électrodes est aussi linéaire.

Si donc on applique la tension modulante dans le rapport indiqué par la courbe à fréquence constante, le tube reste sur la même fréquence et il est ainsi possible d'obtenir une modulation en amplitude dont le coefficient de modulation soit de l'ordre de 40 %.

9. Réglage de tube récepteur. — Pour expliquer l'action détectrice des tubes micro-radions, il faut tenir compte du fait que, lorsque l'oscillation se produit, un certain nombre d'électrons parviennent jusqu'à l'électrode réfléchissante, provoquant ainsi la naissance d'un courant dans le circuit de cette électrode et une diminution correspondante du courant moyen dans le courant de l'électrode oscillante, puisque le tube se trouve en régime de saturation.

Cet effet se retrouve si on impose à l'électrode oscillante des oscillations venues de l'extérieur, pourvu que le tube, qui n'oscille pas, se trouve cependant voisin de ses conditions d'oscillation sur la même fréquence. On se place tout près d'un des points donnés par la courbe à fréquence constante, généralement au début de cette courbe (point A).

On stabilise les réglages en imposant aux deux électrodes du tube récepteur une modulation auxiliaire qui, à Saint-Inglevert, est de 500 kc. par seconde. Cette tension est appliquée dans un rapport tel que la fréquence sur laquelle est accordé le tube récepteur ne s'en trouve pas sensiblement modifiée.

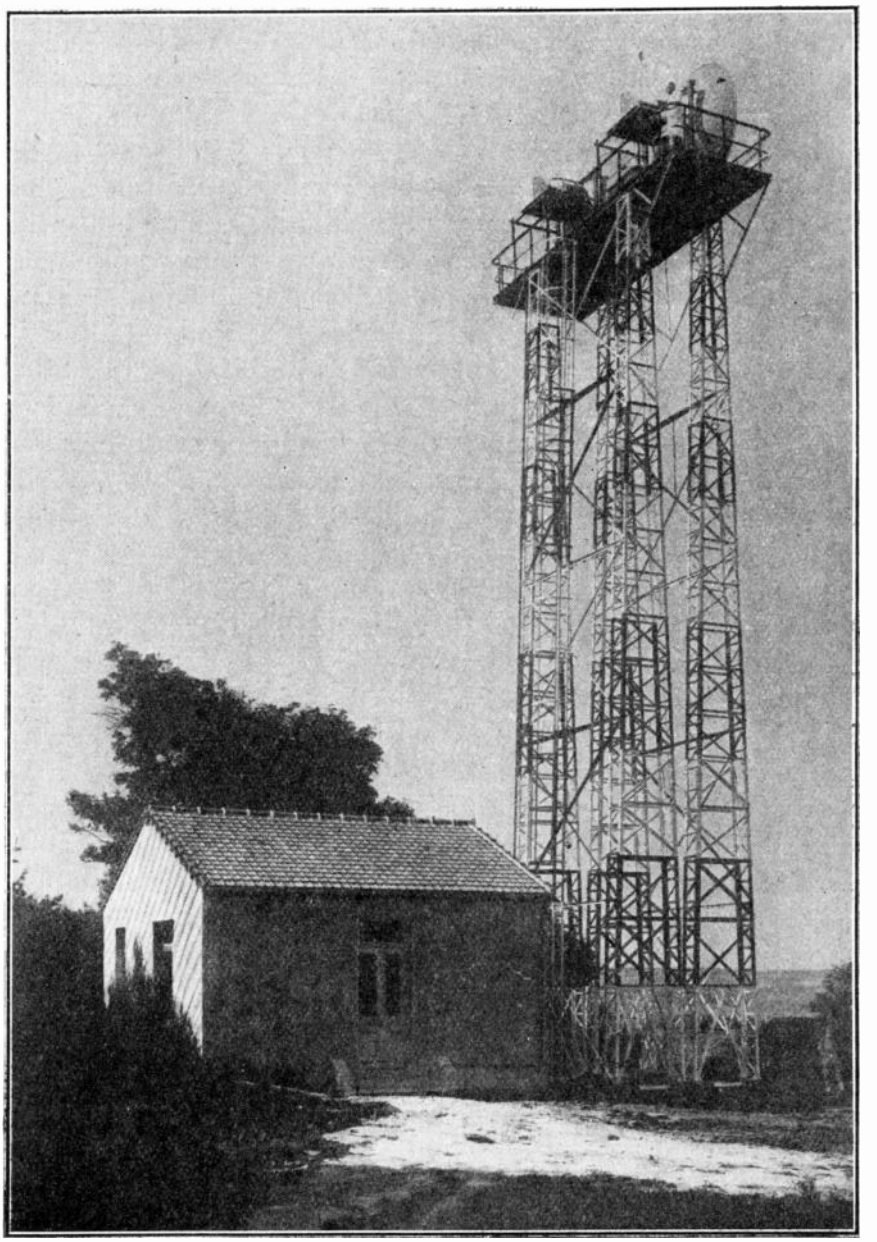


Fig. 6. — Station de Saint-Inglevert (vue postérieure).

10. Description des systèmes électro-optiques employés à Saint-Inglevert. — Entre les aérodromes de Lympne et Saint-Inglevert,

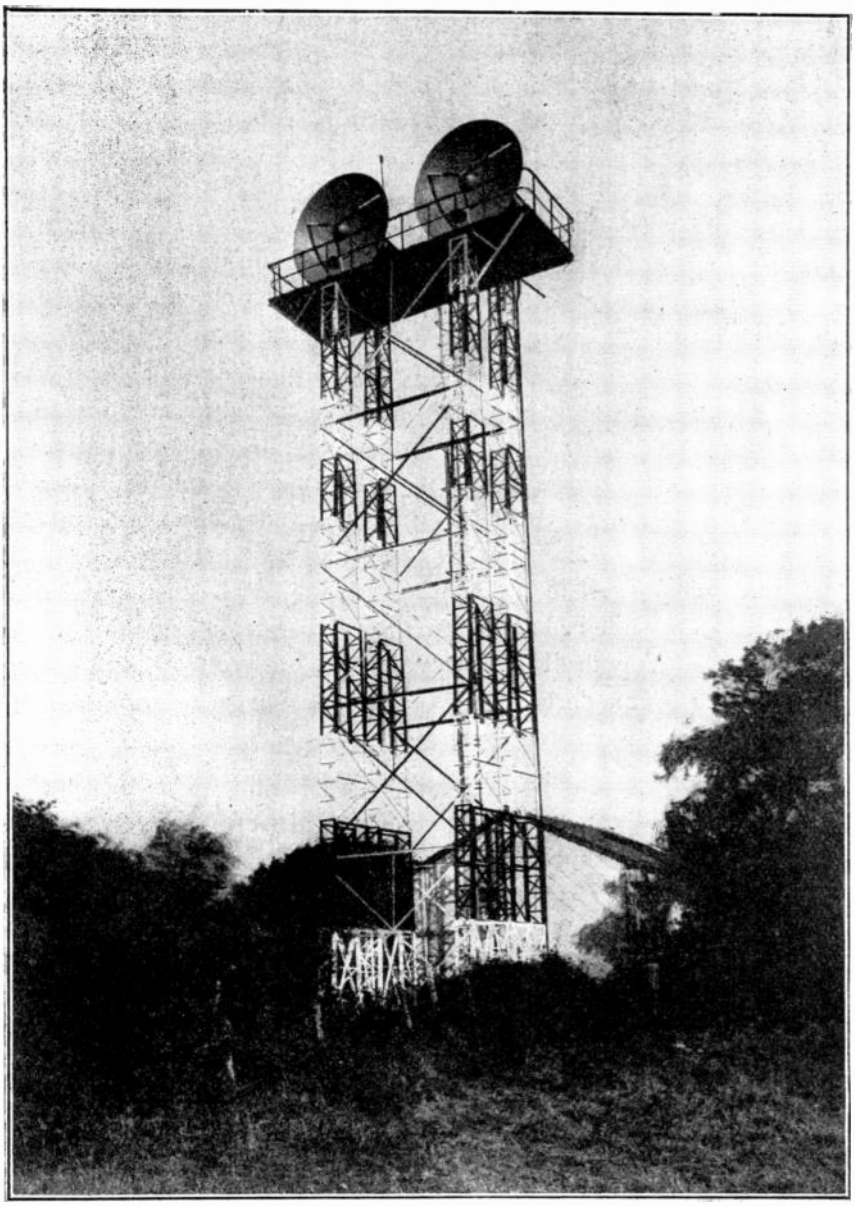


Fig. 6 *bis*. — Station de Saint-Inglevert (vue antérieure).

distants de 56 kilomètres à vol d'oiseau, on a dû, pour obtenir la visibilité optique, installer les réflecteurs à une certaine distance du

sol, en les fixant, à Lympne, au sommet de deux des piliers des hangars d'aviation et, à Saint-Inglevert, en les portant à une vingtaine de mètres de hauteur sur deux pylônes métalliques, dont les figures 6 et 6 *bis* montrent l'aspect général.

On y voit, en particulier, les deux réflecteurs paraboliques, l'un émetteur, l'autre récepteur, qui constituent la partie principale des systèmes électro-optiques employés.

Ces réflecteurs ont la forme d'un paraboloïde de révolution, dont le diamètre d'ouverture est d'environ 3 mètres et qui sont faits en aluminium repoussé de 5 millimètres d'épaisseur.

L'antenne émettrice ou réceptrice est placée au foyer de ce récepteur parabolique, situé près du plan d'ouverture et qui coïncide avec le centre d'un petit réflecteur hémisphérique auxiliaire. Le rôle de ce dernier est de renvoyer vers le grand réflecteur le rayonnement direct de l'antenne, qui serait, sans cela, pratiquement inutilisé dans la transmission.

On augmente ainsi le rayonnement dirigé par le système électro-optique, bien que le réflecteur auxiliaire intercepte une petite partie du faisceau. L'appareil se trouve aussi, de cette façon, mieux protégé dans le cas de conditions atmosphériques défavorables.

Ces systèmes électro-optiques permettent d'obtenir, à l'émission, un faisceau très étroit; c'est là l'une des propriétés les plus marquantes et les plus avantageuses des très petites ondes radio-électriques.

Du côté récepteur, le système électro-optique concentre avec une grande efficacité sur l'antenne réceptrice le faisceau intercepté.

Les antennes sont reliées aux tubes micro-radions à l'aide de lignes de transmission à conducteurs concentriques. La partie extérieure de ces lignes se compose de plusieurs tronçons, de diamètres différents, calculés de façon à donner une grande rigidité au système, même par vent violent. Le conducteur intérieur de la ligne de transmission est isolé au moyen de rondelles de micalex, placées à des nœuds de tension, de façon à rendre les pertes aussi faibles que possible.

La seule différence entre les systèmes électro-optiques émetteur et récepteur consiste dans le fait que, du côté émetteur, on ajoute une petite antenne auxiliaire qui, par le moyen d'une ligne de transmission très courte et d'un thermo-couple spécial, provoque,

lorsqu'elle est excitée, la déviation d'un galvanomètre placé dans le bâtiment où se trouve l'équipement d'alimentation et de contrôle. Ce galvanomètre joue, en somme, le rôle d'ampèremètre d'antenne et indique si le tube oscille dans des conditions normales.

Comme le circuit du thermo-couple est en résonance sur la longueur d'onde employée, on a aussi, de cette manière, la possibilité de déceler si la fréquence d'oscillation vient à changer pour une cause quelconque.

Les lignes de transmission comprennent, en particulier, un

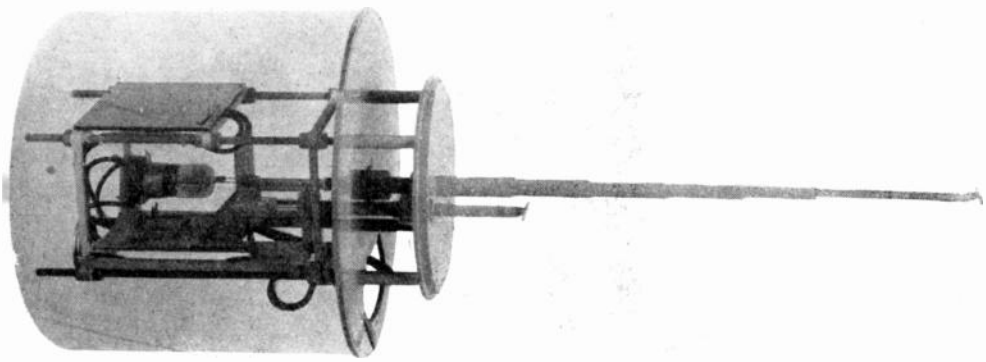


Fig. 7. — Caisson support des tubes micro-radions.

tronçon dont la longueur est égale à un nombre impair de quarts de longueur d'onde. Cette partie des lignes de transmission permet de ramener dans les circuits oscillants des tubes micro-radions l'impédance de l'antenne à une valeur qui s'accorde bien avec le fonctionnement de ces tubes.

Le réglage de la longueur de la ligne de transmission se fait au moyen d'un petit volant et d'une vis hélicoïdale.

Toutes les surfaces conduisant les courants de haute fréquence sont dorées par un procédé galvanoplastique; toutes les autres parties métalliques sont peintes avec un produit spécial résistant aux corrosions dues à l'action des éléments atmosphériques.

On a prévu un réglage de $\pm$ 5° dans l'orientation des systèmes électro-optiques, de façon à diriger les réflecteurs au mieux sur la station correspondante.

La figure 7 montre comment les tubes micro-radions sont montés dans leur caisson, placé immédiatement à l'arrière des réflecteurs paraboliques.

On voit sur cette photographie le circuit oscillant du tube émetteur, la façon dont est branchée la ligne de transmission, et le

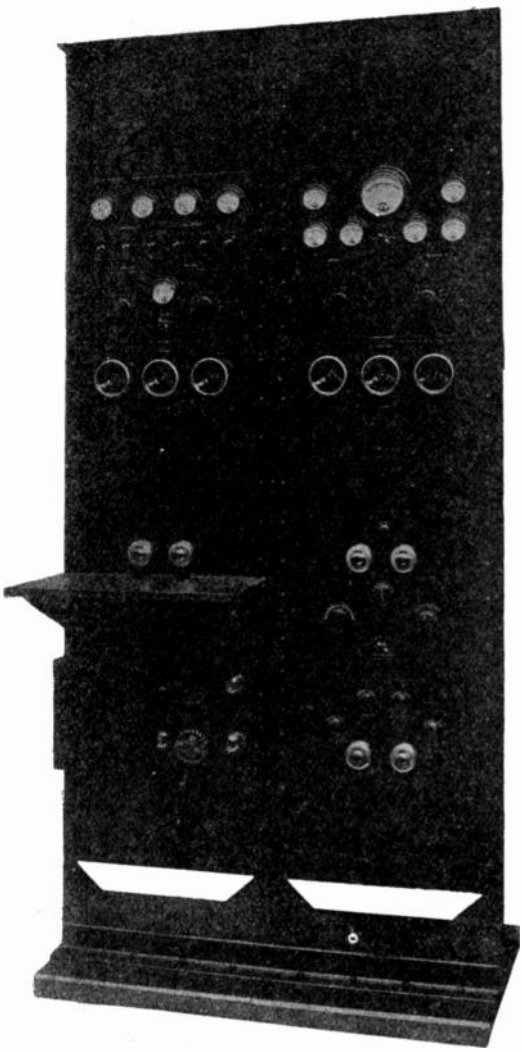


Fig. 8. — Baies d'équipement terminal de la station de Saint-Inglevert.

thermo-couple auxiliaire servant au contrôle de la puissance et de la fréquence, comme il vient d'être expliqué.

11. Équipement terminal de la station. — Sauf en ce qui concerne le réglage de la longueur du circuit oscillant, qui est d'ailleurs

donné par l'étalonnement du Laboratoire et reste bien entendu invariable tant que le même tube est en action, tous les autres réglages sont effectués dans la salle de contrôle, qui se trouve installée dans un petit bâtiment au pied des pylônes supportant les systèmes électro-optiques, comme on peut le voir sur la figure 6.

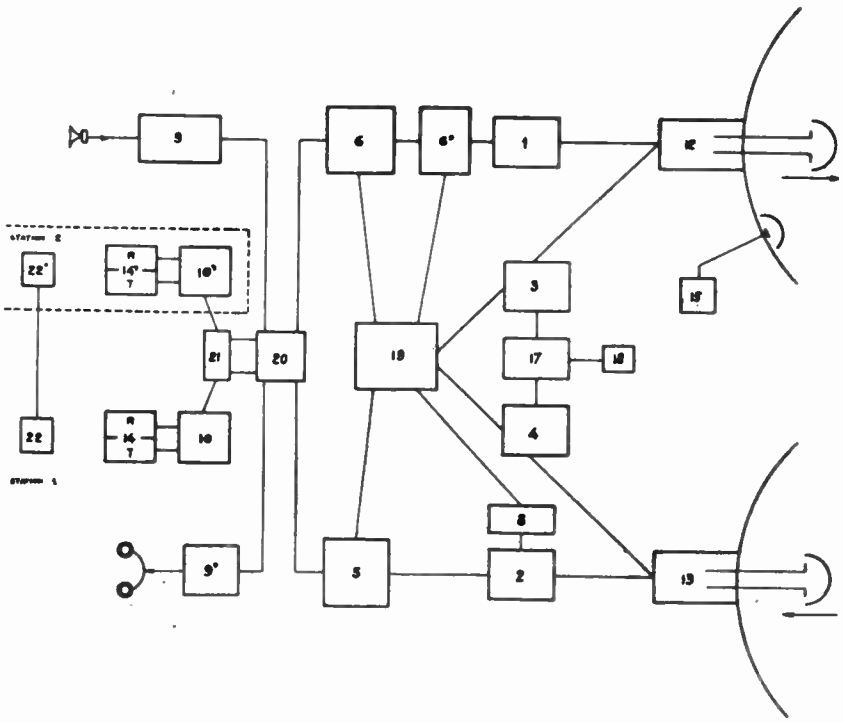


Fig. 9. — Station de Saint-Inglevert, schéma de principe : 1. Circuit de modulation; 2. Circuit de démodulation; 3. Réglage du tube émetteur; 4 Réglage du tube récepteur; 5. Amplificateur de réception, réglage du gain; 6. Amplificateur d'émission, réglage du gain; 6' Amplificateur auxiliaire à l'émission; 8. Oscillateur (500 kc/s); 9-9'. Filtre passe-bande (300-2.400 c/s); 10-10'. Oscillateur (3.500 c/s); 12. Tube émetteur; 13. Tube récepteur; 14-14'. Téléimprimeur (émission-réception); 15. Indicateur de rayonnement; 17. Panneau de mesure; 18. Panneau de comptage; 19. Tableau d'alimentation; 20. Commutation téléphone-téléimprimeur; 21. Commutation des téléimprimeurs; 22-22'. Téléphone local.

L'équipement se compose d'un certain nombre de panneaux, montés sur deux baies placées côte à côte, que représente la figure 8.

Sur la baie de gauche, on trouve les instruments de mesure pour les lampes auxiliaires de l'équipement, les volants de réglage des tensions appliquées à la lampe émettrice, ainsi que le dispositif

servant à la modulation du tube émetteur et les amplificateurs à basse fréquence utilisés pour l'émission et la réception, avec leurs dispositifs de contrôle de gain.

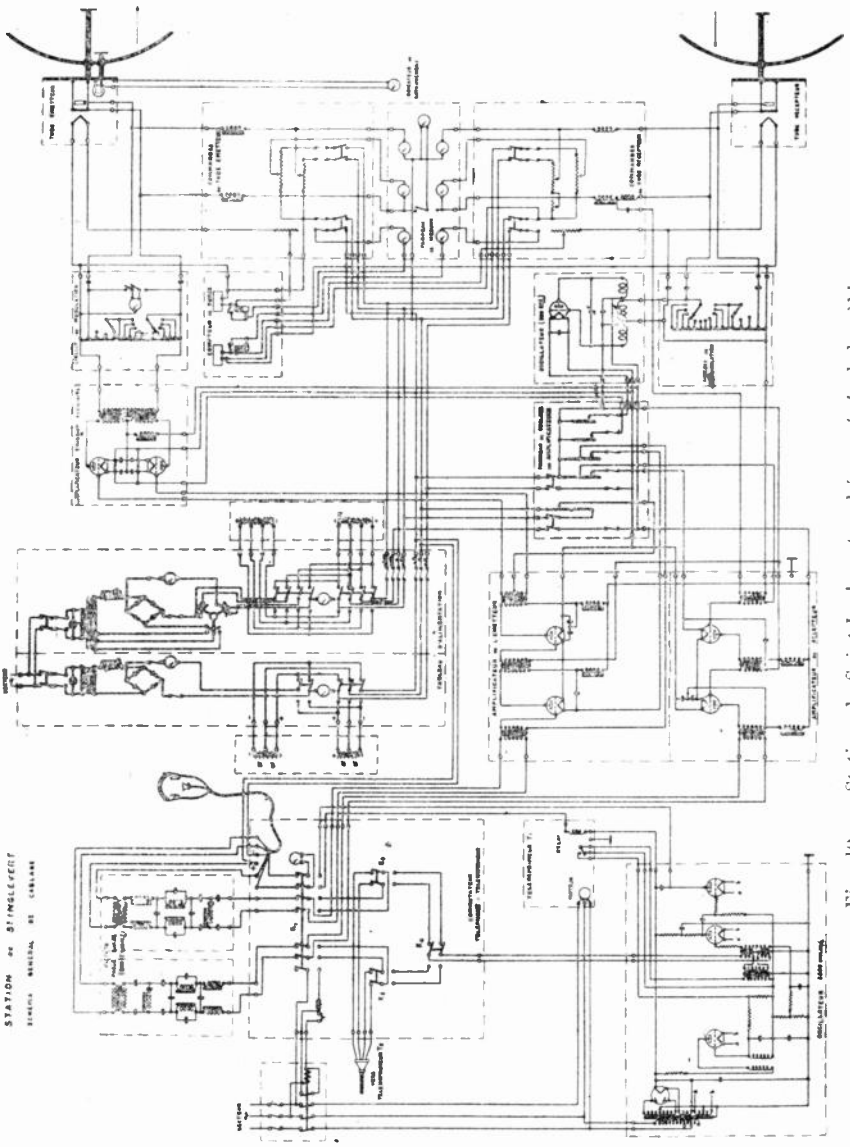


Fig. 10. — Station de Saint-Inglevert, schéma général de câblage.

Sur la baie de droite, on trouve les instruments de mesure pour les tubes micro-radions, les dispositifs de réglage des tensions

pour le tube récepteur et l'oscillateur auxiliaire à 500 kc/s servant à stabiliser la réception.

La constitution et l'emploi des différents panneaux sont montrés en principe sur le schéma de la figure 9 et plus en détail dans le schéma général de la figure 10.

L'alimentation comprend, à Saint-Inglevert, des batteries d'accumulateurs, munies de leur tableau de charge et décharge, — à Lympne un alternateur alimentant des redresseurs donnant les diverses tensions nécessaires et dont la stabilité est accrue par l'emploi de batteries-tampons de faible capacité.

Une fois les tensions convenablement réglées, le fonctionnement peut se maintenir sans réglage supplémentaire, sauf à vérifier de temps à autre que les tensions n'ont pas varié et que le galvanomètre de l'indicateur de rayonnement continue à donner sa déviation caractéristique de l'intensité et de la fréquence de l'onde utilisée.

12. Fonctionnement de la station en téléphonie et en téléimprimeur. — Les signaux que l'on désire transmettre sont engendrés soit par un microphone, soit par un oscillateur à 3.500 cycles par seconde, manipulé au moyen du téléimprimeur. Ces signaux sont amplifiés par un amplificateur comportant trois étages, dont le dernier est un montage du type « push-pull ». A la sortie de ce dernier étage, les signaux de modulation sont appliqués à un système potentiométrique, de telle façon que l'électrode oscillante et l'électrode réfléchissante du tube micro-radion reçoivent les tensions de modulation dans un rapport donné, comme on l'a expliqué plus haut.

Un petit voltmètre à redresseur permet de vérifier cette répartition de la tension modulante.

Du côté de la réception, les ondes incidentes sont recueillies par le réflecteur récepteur et viennent exciter, à son foyer, l'antenne de réception.

Les signaux sont démodulés à l'aide du tube micro-radion récepteur, dont les tensions sont réglées en un point convenable de la caractéristique à fréquence constante. Afin de rendre ce réglage plus stable, nous avons vu que l'on applique aux électrodes oscillante et réfléchissante du micro-radion des tensions auxiliaires à 500 kc. par seconde dans un rapport d'amplitude convenable et déterminé

de la même façon que pour la modulation du côté émetteur.

Les signaux démodulés sont envoyés dans un amplificateur avec contrôle de gain et dirigés, selon le cas, soit sur un récepteur téléphonique ordinaire, soit sur l'électro-aimant du téléimprimeur.

Le téléimprimeur employé à Lympne est du type Creed 8-A et

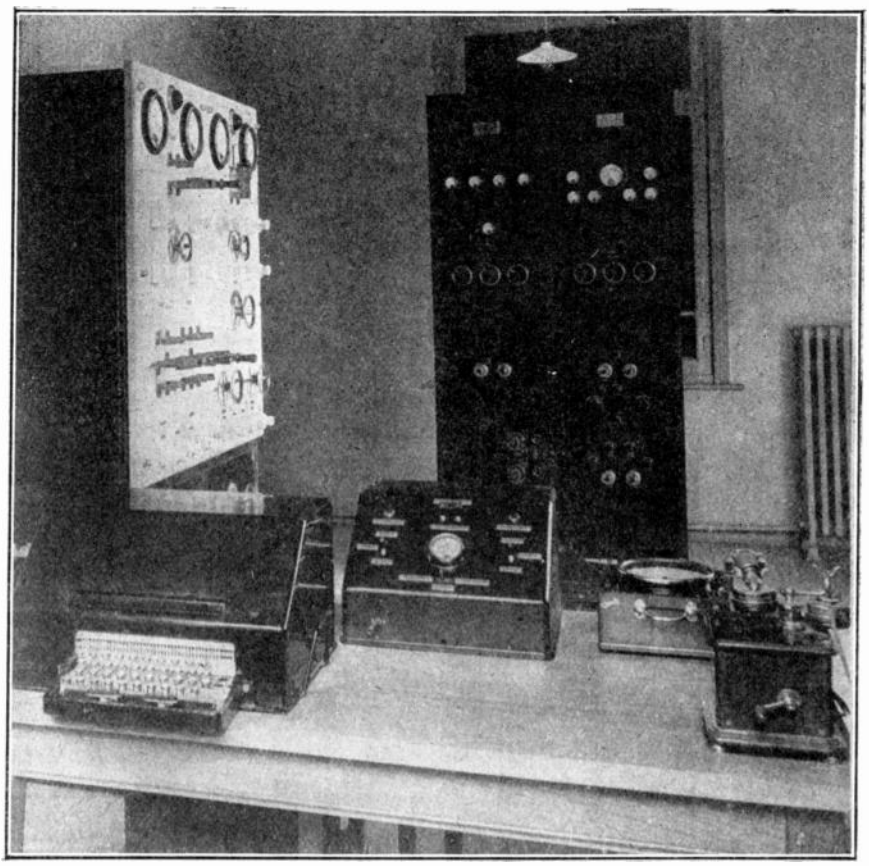


Fig. 11. — Aspect intérieur de la station de Saint-Inglevert.

à Saint-Inglevert du type 3-A. Les contacts du téléimprimeur découpent le débit d'un oscillateur-détecteur à 3.500 c/s, qui sert à la modulation du tube micro-radion. Cet oscillateur-détecteur comporte également, pour la réception, un amplificateur-détecteur, qui transforme les signaux reçus en courant continu découpé au rythme du téléimprimeur de la station émettrice.

L'oscillateur-détecteur à 3.500 c/s est alimenté directement sur l'alternatif et comporte un dispositif de réglage automatique qui maintient le courant détecté approximativement constant, même lorsque le signal à l'entrée subit de grandes variations d'intensité.

Les téléimprimeurs fonctionnant sur le principe bien connu du « start stop », il n'est pas nécessaire de les synchroniser aux deux stations. La vitesse des signaux émis est, comme on sait, indépendante de la vitesse de frappe. La vitesse de transmission dans le système est de 60 à 70 mots par minute.

Les stations sont équipées de façon telle qu'il est possible d'employer le téléimprimeur en émetteur, avec l'obtention d'une impression locale de contrôle, puis en récepteur, lorsque la station correspondante devient transmettrice; ou bien de réaliser une communication duplex téléimprimée, une station transmettant et recevant simultanément sur le même téléimprimeur.

Il a été constaté que l'emploi des téléimprimeurs et des messages sous forme abrégée conventionnelle rend cette transmission particulièrement efficace et annihile pratiquement les difficultés dues à l'emploi de langages différents.

La figure 11 donne l'aspect de l'intérieur de la station de Saint-Inglevert. On y voit, au fond, les baies d'équipement terminal, sur la gauche, le panneau d'alimentation et, au premier plan, la table de trafic, munie de son téléimprimeur.

Cette nouvelle application commerciale des ondes électriques a été réalisée sous la direction de M. E. M. Deloraine, directeur des Laboratoires.

L'inauguration de la liaison Lympne Saint-Inglevert a eu lieu le 26 janvier 1934 et a été présidée, du côté anglais, par Sir Philip Sassoon, Under Secretary of state for Air, et, du côté français, par M. Charles Delesalle, alors sous-secrétaire d'État à l'Aéronautique.

J'ai plaisir à remercier ici mes collaborateurs, en particulier M. L. C. Gallant des Laboratoires de la société « le Matériel Téléphonique » à Paris.

A. Clavier.

SUR LA MESURE DE LA RÉSISTANCE DES CIRCUITS OSCILLANTS EN HAUTE FRÉQUENCE

par Maurice Beauvilain
Ingénieur A. M. et E. S. E.

Sommaire.

La résistance d'un circuit oscillant se mesure, en pratique, par l'une des trois méthodes suivantes : variation de résistance, relevé d'une courbe de résonance, et utilisation d'un dynatron. Si l'on mesure la résistance d'un même circuit successivement par chacun des trois procédés, on est surpris de trouver des nombres qui peuvent différer de 50 %. Ces écarts tiennent à deux causes ;

1° l'adoption de définitions conventionnelles différentes de la résistance d'un circuit oscillant, alors qu'il est possible de définir une résistance intrinsèque immuable ;

2° les modifications en fréquence et pertes inhérentes à chaque montage.

Dans le travail qui suit, on trouvera des relations entre résistances apparentes et intrinsèque, ainsi qu'un montage englobant les trois méthodes et donnant des résultats constants.

I. Définition de la résistance d'un circuit oscillant. — Dans tout ce qui suit nous supposons qu'il n'est pas nécessaire d'appliquer l'équation des télégraphistes aux circuits étudiés : la longueur d'onde minimum des oscillations est environ trois fois plus grande que la longueur d'onde propre des bobines.

Nous admettrons que le courant et le potentiel sont à répartition sinusoïdale (23). En désignant par :

I_o, le courant efficace au milieu de la bobine ;

U_o, — U_o, les tensions efficaces à ses extrémités ;

I, U, le courant et la tension efficaces en un point distant de x du milieu ;

x, la longueur de fil (ou de bobine) entre le milieu et ce point ;

$2a$, la longueur totale de fil (ou de bobine) ;

λ_o, la longueur d'onde propre de la bobine ;

λ, la longueur d'onde sur laquelle le circuit est accordé, nous aurons :

$$I = I_o \cos \alpha x \tag{1}$$

$$U = U_o \sin \alpha x \tag{2}$$

avec :

$$\alpha = \frac{\pi}{2} \frac{\lambda_o}{\lambda} \frac{1}{a}. \tag{3}$$

La résistance intrinsèque d'un circuit oscillant est la somme, étendue à tout le circuit, des quotients de la puissance dépensée dans un élément du circuit par le carré de l'intensité efficace du courant dans cet élément. La résistance ainsi définie est donnée par les méthodes de la courbe de résonance et du dynatron. Dans la méthode de variation de résistance, on rapporte la puissance totale dépensée à l'intensité du courant à l'endroit où l'on insère la résistance additionnelle : le milieu ou les extrémités de la bobine sont particulièrement commodes (23). On obtient ainsi une résistance apparente inférieure ou supérieure à la résistance intrinsèque, selon le cas. La comparaison des trois méthodes nécessite une correction, d'autant plus importante que l'inductance de la bobine est plus forte et la capacité terminale plus faible. Chacun des éléments d'un circuit oscillant est le siège de pertes par effet Joule (conducteurs), par hystérésis diélectrique (isolants) et par défaut d'isolement. En désignant respectivement par R_a et R_i les résistances apparentes et intrinsèques, le calcul donne les relations suivantes, valables pour toutes les sortes de pertes :

1° *Cas où la résistance additionnelle est placée au milieu de la bobine* :

$$R_a = R_i \left(\frac{1}{2} + \frac{\sin \pi \frac{\lambda_o}{\lambda}}{2\pi \frac{\lambda_o}{\lambda}} \right) \quad \text{pour la bobine (11, 20, 23);} \tag{4}$$

$$R_a = R_i \cos^2 \frac{\pi}{2} \frac{\lambda_o}{\lambda} \quad \text{pour le condensateur;} \tag{5}$$

$$R_a = R_i \quad \text{pour une résistance située au milieu de la bobine.} \tag{6}$$

2° *Cas où la résistance additionnelle est placée à une extrémité de la bobine :*

$$(7)\quad R_a = R_i \frac{1 + \dfrac{\sin \pi \frac{\lambda_0}{\lambda}}{\pi \frac{\lambda_0}{\lambda}}}{1 + \cos \pi \frac{\lambda_0}{\lambda}} \quad \text{pour la bobine ;}$$

$$(8)\quad R_a = R_i \quad \text{pour le condensateur ou une résistance située à une extrémité de la bobine ;}$$

$$(9)\quad R_a = \frac{R_a}{\cos^2 \frac{\pi}{2} \frac{\lambda_0}{\lambda}} \quad \text{pour une résistance située au milieu de la bobine.}$$

Ces formules s'établissent aisément. Voici le raisonnement relatif aux pertes par hystérésis diélectrique dans la carcasse de la bobine :

Si nous désignons par :

A un coefficient fonction de la nature du diélectrique et de la température ;

H l'intensité efficace du champ électrique ;

F la fréquence de ce champ ;

V le volume de diélectrique soumis au champ H,

ces pertes sont de la forme :

$$(10)\qquad W = AH^2FV. \qquad (14, 19, 23)$$

Soient deux spires situées à la distance x du milieu et séparées par l'épaisseur dx d'isolant. En supposant négligeable la variation de tension le long de ces spires, la différence de potentiel efficace entre elles est :

$$dU = U_0 \sin \alpha (x + dx) - U_0 \sin \alpha x$$

$$= 2U_0 \sin \frac{\alpha dx}{2} \cos \alpha \left(x + \frac{dx}{2}\right).$$

Si le pas de l'enroulement est suffisamment petit, les relations :

$$\cos \alpha \frac{dx}{2} = 1$$

$$\sin \alpha \frac{dx}{2} = \alpha \frac{dx}{2}$$

sont valables. Pour les bobines que nous avons utilisées, dans le cas le plus défavorable :

$$\frac{\alpha dx}{2} = 0{,}005\,005 \text{ radian} = 17' 12''$$

$$\sin \frac{\alpha dx}{2} = 0{,}005\,003$$

$$\cos \frac{\alpha dx}{2} = 0{,}999999$$

l'erreur commise est de l'ordre de deux dix-millièmes %.

Il vient alors :

$$dU = U_0 \sin \alpha (x + dx) - U_0 \sin \alpha x$$

$$= U_0 \alpha dx \cos \alpha x - \frac{1}{2} U_0 \sin \alpha x (\alpha dx)^2.$$

Le second terme étant négligeable devant le premier, il reste :

$$dU = U_0 \alpha \cos \alpha x \, dx.$$

Le champ entre les deux spires est donc :

$$H = U_0 \alpha \cos \alpha x.$$

Désignons par S la section de la carcasse, nous avons :

$$dV = S dx$$

et la puissances dissipée dans l'élément de carcasse situé entre les deux spires considérées est :

$$dW = \Lambda U_0^2 \alpha^2 \cos^2 \alpha x F S dx.$$

La résistance intrinsèque de l'élément est :

$$\frac{dW}{I^2} = \frac{dW}{I_0^2 \cos^2 \alpha x} = \Lambda \frac{U_0^2}{I_0^2} \alpha^2 F S dx = K dx$$

avec

$$K = \Lambda \frac{U_0^2}{I_0^2} \alpha^2 F S,$$

et celle de la carcasse entière :

$$K \int_{-a}^{+a} dx = 2aK$$

La résistance apparente de l'élément est :

$$\frac{dW}{I_0^2} = K \cos^2 \alpha x dx$$

dans le cas où la résistance additionnelle est insérée au milieu de de la bobine, et

$$\frac{dW}{I_0^2 \cos^2 \alpha a} = \frac{K}{\cos^2 \alpha a} \cos^2 \alpha x dx$$

dans le cas où elle est insérée à une extrémité de la bobine.

Celle de la carcasse entière :

$$K \int_{-a}^{+a} \cos^2 \alpha x dx = K \left(a + \frac{\sin 2\alpha a}{2\alpha} \right)$$

dans le premier cas, et

$$\frac{K}{\cos^2 \alpha a} \int_{-a}^{+a} \cos^2 \alpha x dx = K \frac{a + \frac{\sin 2\alpha a}{2\alpha}}{\cos^2 \alpha a}$$

dans le second, d'où les relations (4) et (7).

II. Circuits oscillants étudiés. — La précision des mesures dépend de la régularité des pertes d'énergie. Aussi convient-il de prendre, lors de la réalisation des circuits à étudier, les précautions suivantes :

utiliser des conducteurs nus;

utiliser un isolant d'excellente qualité (très bonne ébonite à surface non polie) en quantité le plus faible possible, asssurant toutefois une résistance mécanique suffisante (rigidité);

augmenter la longueur des lignes de fuite par des entailles en chicane et supprimer les fuites en évitant le dépôt de poussières.

Nous avons construit trois carcasses différant par les dimensions et la qualité de l'ébonite, en assemblant deux couronnes circulaires aux extrémités de quatre règles parallèles. Nous avons enroulé, perpendiculairement à ces règles et sans le tendre, du fil de cuivre nu de 0,5 mm. de diamètre, les spires étant maintenues en place par des encoches profondes de 3 à 5 mm., le pas de l'enroulement étant de 4 mm.

Voici les principales caractéristiques de ces bobines :

BOBINE N°	NOMBRE de spires.	LONGUEUR en cm.	SECTION en cm/cm	INDUCTANCE en mH.
1	104	43	10/10	0,318
2	90	39	7,5/7,5	0,165
3	78	31	6,5/6,5	0,125

Nous avons utilisé un condensateur d'excellente qualité, de capacité maximum égale à 0,65 mμF, à mouvement démultiplié, muni d'un cadran à vernier donnant le dixième de degré, et placé dans un carter métallique. Cet appareil, ainsi que les douilles destinées à recevoir l'indicateur de courant et les résistances additionnelles, sont montés sur une plaque d'ébonite de 30×20 cm², supportée par quatre cylindres d'ébonite de 2 cm de diamètre et 10 cm de longueur, vissés sur une plaquette de bois formant base. L'ensemble est posé sur une table ; la bobine est suspendue au-dessus, à 0,75 m environ, et éloignée des matériaux susceptibles d'absorption (23).

III. Méthode de variation de résistance (17, 12, 23). — *Principe.* Un émetteur hétérodyne induit dans la bobine du circuit oscillant une force électromotrice d'amplitude et de fréquence constantes. A la résonance, l'insertion d'une résistance connue r dans le circuit fait décroître l'intensité du courant de I_1 à I_2, d'où la résistance du circuit :

$$R = r \frac{I_2}{I_1 - I_2}. \qquad (11)$$

Précautions à prendre. Elles sont nombreuses :

a) l'émetteur doit être couplé faiblement au circuit ;

b) celui-ci doit être éloigné des matériaux susceptibles d'absorption ;

c) l'appareil de mesure ne doit pas être le siège de pertes supplémentaires ; M. Mesny le plaçait au milieu de la bobine, nœud de tension (23). Nous verrons plus loin comment nous avons été amené à le placer à une extrémité de la bobine et à mettre le galvanomètre au sol ;

d) la forme, par suite les capacités et la fréquence propre du

circuit, ne doivent pas être modifiées par l'insertion des résistances additionnelles;

e) l'étalonnage de celles-ci nécessite qu'elles soient indépendantes de la fréquence des oscillations.

Appareillage. a) Choix de l'indicateur de courant. L'emploi d'un thermo-élément (5, 21) présente l'inconvénient d'amortir le circuit; on peut encore utiliser un amplificateur détecteur (lampe ou galène) couplé apériodiquement au circuit, mais alors on ignore à quelle puissance du courant est proportionnel le courant détecté.

Nous avons choisi un couple thermoélectrique de la Compagnie radiotechnique, type C4 :

résistance des secteurs : 18,5 à 22,5 ohms;

sensibilité : 4 à 7 *m*V sous 10 *m*A.

La sensibilité du système couple-galvanomètre est maximum lorsque les résistances des secteurs et du cadre sont égales : nous avons utilisé un galvanomètre Carpentier du type courant pour lequel nous avons bobiné un cadre de 26 ohms. La mesure relative des intensités pourrait suffire : soit θ la déviation du spot correspondant au courant I; en admettant que la courbe d'étalonnage soit de la forme $\theta = K I^2$, il vient :

$$R = r \frac{\sqrt{\theta_2}}{\sqrt{\theta_1} - \sqrt{\theta_2}}. \qquad (12)$$

Cette formule ne donne pas une bonne précision, car la courbe d'étalonnage n'est pas rigoureusement parabolique; d'après M. Abadie, les indications en continu et en haute fréquence coïncident, aux erreurs de lecture près (22); nous avons donc fait l'étalonnage en continu, la déviation correspondant à une intensité donnée étant la moyenne algébrique des déviations pour les deux sens du courant.

b) Les résistances additionnelles (23) sont constituées par un fil de nickeline isolé à la soie, de 0,03 mm de diamètre et dont la résistance est d'environ 240 ohms par mètre, tendu entre deux broches fixées aux extrémités d'une plaquette d'ébonite de 20×2 cm^2. Il n'est pas nécessaire que le fil soit dénudé : des

mesures avec fils isolés et dénudés ont donné le même résultat. Le fil est soudé à deux amorces de fil de cuivre, de longueur variable selon la résistance. Les broches peuvent pénétrer dans les douilles dont nous avons parlé plus haut : on introduit ainsi dans le circuit une résistance qui peut varier de 0 à 36 ohms, sans modifier sa forme. Les résistances sont étalonnées souvent au pont de Wheatstone en continu, l'effet de peau étant nul pour le fil choisi aux fréquences utilisées (10). Il convient de s'assurer qu'il en est bien ainsi : nous avons mesuré, par la méthode décrite, la résistance d'un circuit oscillant avant et après l'insertion d'une résistance; nous avons retrouvé le même nombre qu'en continu, aux erreurs d'expérience près. Il faut aussi s'assurer que la capacité de résonance n'est pas changée par l'insertion des résistances, ce qui était réalisé dans les conditions des mesures.

c) L'émetteur comprend un oscillateur Ditte-Hartley et un étage amplificateur à résonance, utilisant les lampes Philips B 405 et B 442; il est complètement alimenté par des accumulateurs (4 et 200 volts). La puissance est réglée par variation de la tension de grille-écran de l'amplificatrice. Nous avons utilisé un couplage faible constant par induction magnétique au moyen d'une spire à grande surface insérée au milieu de la bobine du circuit oscillant de l'étage amplificateur. L'intensité maximum dans le circuit étudié est de 5 mA.

Corrections. Les formules sont citées plus haut. Il faut connaître séparément les résistances du condensateur R*c*, du couple R*t* et de la bobine R*b*. La première s'obtient, ainsi que la seconde, en mesurant la résistance d'un circuit oscillant avant et après l'insertion de l'élément et rétablissement de la résonance (13, 19, 23). Il est préférable de mesurer la résistance du couple par la méthode suivante : soient θ_1, θ_2, θ_t les déviations du spot que l'on obtient en insérant les résistances r_1, r_2, R*t*, telles que $r_1 > Rt > r_2$: on aura aussi $\theta_2 > \theta_t > \theta_1$, et R*t* s'obtiendra par interpolation. La résistance de la bobine s'obtient ensuite par différence.

Erreurs et précision. Les erreurs sont dues aux causes suivantes :

a) les pertes présentent toujours une certaine irrégularité;

b) le couplage augmente la résistance;

c) la résistance du couple varie avec l'intensité du courant;

d) erreurs d'étalonnage et de lecture.

L'emploi d'une vingtaine de résistances échelonnées de 10 à 36 ohms nous a permis d'évaluer la précision. Celle-ci est d'autant plus grande que la résistance additionnelle est plus voisine de la résistance cherchée $\left(\theta_2 \text{ voisin de } \frac{\theta_1}{4}\right)$.

IV. Méthode de la courbe de résonance (**1, 2, 5, 18**). — *Principe.* On relève une courbe de résonance par variation de la capacité du condensateur du circuit étudié, la fréquence des oscillations restant fixe. Soient :

I, l'intensité efficace correspondant à la déviation θ et à la capacité C;

I*m*, l'intensité efficace correspondant à la déviation θ_m et à la capacité de résonance C*m*.

De la courbe $$y = \left(\frac{I}{I_m}\right)^2 = \frac{\theta}{\theta_m} = f(C)$$

on déduit le décrément logarithmique du circuit :

(13) $$D = \pi \frac{C_1 - C_m}{C_1}$$

(14) ou $$D = \pi \frac{C_m - C_2}{C_2}$$

avec $C_1 > Cm > C_2$, C_1 et C_2 correspondant à $y = 0{,}5$ et C*m* à $y = 1$.

On déduit des formules (13) et 14) celle qui suit, sensiblement exacte :

(15) $$D = \pi \frac{C_1 - C_2}{2\,C_m}$$

car $C_1 - Cm$ et $Cm - C_2$ sont très voisins.

La résistance cherchée est :

(16) $$R = 2\,DLF.$$

L : inductance de la bobine; F : fréquence des oscillations.

On peut aussi déterminer les décréments D_1 et D_2 avant et après l'insertion d'une résistance connue *r*; les équations :

$$D_1 = \frac{R}{2\,LF}$$

$$D_2 = \frac{R + r}{2\,LF}$$

donnent :

(17) $$R = r\,\frac{D_1}{D_2 - D_1}.$$

(18) $$L = \frac{r}{2\,F\,(D_2 - D_1)}.$$

Nous avons mené de front cette méthode et celle qui précède. Les précautions à prendre, l'appareillage, les causes d'erreurs sont identiques. A ces dernières il faut ajouter celles-ci :

1° l'erreur systématique commise en supposant constant le courant lors de l'établissement des formules;

2° les erreurs sur L, F, C, et surtout sur les différences $C_1 - C_2$, point faible de la méthode. Pour y remédier, on ajoute en parallèle au condensateur un second condensateur variable, de faible capacité, qui sert à relever la courbe de résonance; mais les erreurs d'étalonnage subsistent, et nous avons préféré la méthode suivante : la courbe d'étalonnage du condensateur $C = f(\theta)$ est assimilable à une droite, pourvu qu'on n'opère pas dans les régions extrêmes où l'influence des bords se fait sentir; nous pouvons donc écrire :

(19) $$C = K\,(\alpha + \theta)$$

α étant l'abscisse à l'origine de la droite dont (19) est l'équation. Les formules précédentes deviennent alors :

(20) $$D = \pi\,\frac{\theta_1 - \theta_m}{\theta_1 + \alpha}.$$

(21) $$D = \pi\,\frac{\theta_m - \theta_2}{\theta_2 + \alpha}.$$

(22) $$D = \pi\,\frac{\theta_1 - \theta_2}{2\,(\theta_m + \alpha)}.$$

Les différences $\theta_1 - \theta_2$ peuvent se déterminer beaucoup plus exactement que $C_1 - C_2$, et l'erreur commise lors de l'évaluation de α influe très peu sur le résultat. La précision peut s'évaluer en

mesurant la résistance du circuit avant et après l'insertion d'une résistance connue r.

V. Méthode du dynatron (24, 25). — *Principe.* Le circuit oscillant, d'impédance équivalente $\frac{L}{CR}$ sensiblement, est placé dans le circuit anodique d'une lampe à grille-écran, lequel présente une résistance négative ρ à cause des valeurs données aux tensions d'alimentation

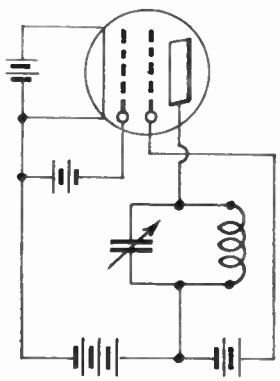


Fig. 1.

(fig. 1). ρ est fonction du potentiel de la grille de commande, qu'on règle pour obtenir la condition limite d'entretien des oscillations dans le circuit :

$$\rho = \frac{L}{CR}.$$

Cette condition réalisée, ce qui se constate en écoutant les battements avec l'onde d'un émetteur auxiliaire, on court-circuite le circuit et on mesure ρ par la méthode de l'accroissement de tension :

$$\rho = \frac{\Delta V}{\Delta I}.$$

La résistance cherchée est :

$$R = \frac{4\pi^2 f^2 L^2}{\rho}. \tag{23}$$

Gamme de variation de ρ. Le relevé des caractéristiques anodiques d'une lampe à écran montre que celles-ci pivotent dans le

sens f autour d'un certain point P, lorsque le potentiel de la grille de commande croît (fig. 2). Le point de fonctionnement doit être choisi vers le milieu de la portion *ab* des caractéristiques; s'il en est ainsi, les relations :

$$\frac{\Delta V_1}{\Delta I_1} = \frac{\Delta V_2}{\Delta I_2} = \cdots = \rho = C^{te}$$

sont vérifiées pour des ΔV suffisamment faibles.

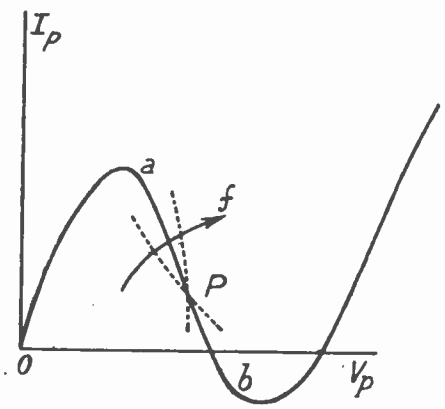


Fig. 2.

Laissant le chauffage, les tensions de plaque Vp et d'écran Ve constants, ρ varie de l'infini (pour une certaine valeur négative du potentiel de la grille de commande Vg) à une valeur minimum ρ_m (pour $Vg = 0$).

Pour le courant de chauffage normal, avec $Vp = 70$ volts, $Ve = 180$ volts, $\rho_m = 50.000$ ohms pour une lampe Philips E 442, $\rho_m = 25.000$ ohms pour une lampe Philips B 442.

Inconvénients. La mesure de la résistance R d'un circuit oscillant sur une fréquence donnée est impossible si :

$$\frac{L}{CR} < \rho_m.$$

Pour effectuer les mesures sur une gamme de fréquences étendue, nous avons été conduit à enlever le couple thermoélectrique ayant servi dans les deux méthodes précédentes. Nous avons ajouté la résistance du couple aux valeurs trouvées pour comparer les résultats des trois méthodes.

Le circuit étudié est troublé par les capacités et les pertes inhérentes au montage.

Appareillage. L'indicateur d'oscillations est un récepteur à résonance à réaction (4) alimenté par le secteur.

Le dynatron comporte :

des condensateurs de blocage localisant la haute fréquence;

un dispositif de compensation du courant anodique permettant la mesure de $\rho = \frac{\Delta V}{VI}$ (ΔV est mesuré avec un voltmètre, ΔI avec un galvanomètre);

une lampe Philips E 442. L'emploi d'une lampe à chauffage indirect, où les petites variations de courant sont sans influence sur la température du filament est recommandé : ρ demeure constante et la compensation est très stable.

VI. Mesure des fréquences, capacités, et inductances. — Nous avons utilisé la méthode des doubles battements (3). On accorde deux émetteurs hétérodynes en écoutant les battements dans un récepteur à réaction (4); on entend un sifflement modulé à la différence des fréquences des émetteurs. A l'accord, le battement est très lent; un circuit oscillant étalonné en fréquence et capacité est couplé à l'un des émetteurs; au voisinage de l'accord de ce circuit sur l'onde commune, les battements s'accélèrent, puis se ralentissent, pour disparaître à l'accord exact; ensuite ils reparaissent, puis s'éteignent.

Une capacité se mesure par la méthode d'addition (7, 16).

L'inductance et la capacité propre des bobines (8, 9, 15) ont été déterminées par les formules :

$$L = \frac{1}{4\pi^2 F^2 (C + \gamma)} \tag{24}$$

$$\gamma = \frac{F^2 C - F'^2 C'}{F'^2 - F^2} \tag{25}$$

où les capacités C et C′ correspondent respectivement aux fréquences F et F′.

Précautions à prendre. a) Les couplages doivent être faibles;

b) les émetteurs ne doivent pas se synchroniser, d'où emploi d'étages amplificateurs à lampe écran évitant les réactions;

c) la résistance du circuit étalonné doit être faible devant celle de la lampe oscillatrice de l'émetteur auquel il est couplé.

Malgré ces précautions, on observe pratiquement une petite plage d'extinction des battements.

Appareillage. L'un des émetteurs sert à exciter le circuit oscillant étudié. L'émetteur auxiliaire, muni des lampes Philips E 415 et E 442 est alimenté par le secteur. La bobine oscillatrice est couplée à l'ondemètre par un circuit apériodique. Le récepteur est à résonance et réaction, alimenté par le secteur.

L'ondemètre, du type dit « à absorption » (6) a été construit par la « Précision Électrique » et étalonné au Laboratoire National de Radioélectricité. Il comporte trois condensateurs, deux fixes et un variable, et six bobines; il couvre la gamme de 100 à 25.000 kilopériodes.

Précision. C'est, pratiquement, celle des étalonnages :

fréquences : à un millième près (méthode des doubles battements);

capacités : à 0,000.1 mμF près (pont de Carey-Foster).

VII. Montage à adopter. — Les nombres donnés par les trois méthodes ne sont comparables que si la fréquence et les pertes

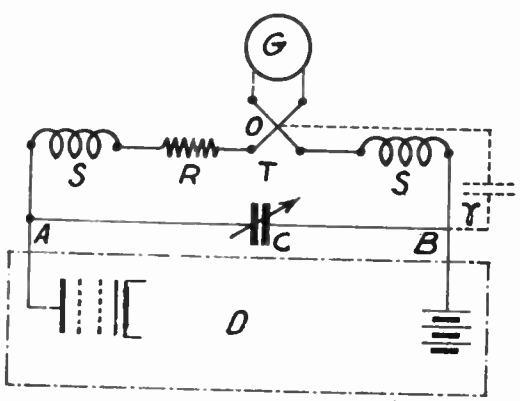


Fig. 3.

demeurent les mêmes dans les trois cas : les appareils doivent conserver la même position relative; le dynatron doit toujours être connecté aux bornes du condensateur du circuit oscillant et l'émet-

teur doit rester accordé sur le circuit, pendant la durée des mesures sur une même fréquence.

Examinons le cas où le couple thermoélectrique T est situé au milieu de la bobine S (fig. 3). Une moitié de celle-ci est shuntée par la capacité parasite γ qui existe entre le dynatron D et son alimentation d'une part, le galvanomètre et la ligne qui le relie au couple d'autre part. La fréquence et les pertes du circuit sont modifiées. La tension aux bornes du condensateur γ est :

$$V_0 - V_B = \frac{V_A - V_B}{2} = \frac{L\omega I}{2}$$

avec $I = 5$ mA, $L = 0{,}32$ mH, $\omega = 2\pi \times 10^6$,

$$V_0 - V_B \neq 5 \text{ volts.}$$

Une mise à la terre en A, en O, ou en B, compliquerait le problème, à cause des capacités de D et de G par rapport au sol.

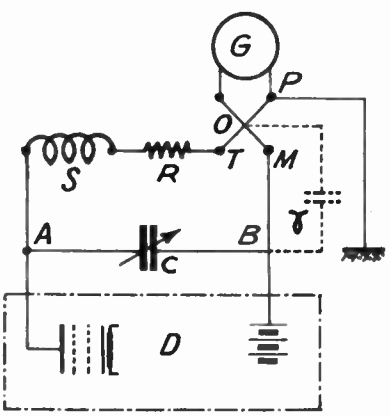


Fig. 4.

Examinons maintenant le montage de la figure 4, où le circuit est mis à la terre au point O par l'intermédiaire du couple et du galvanomètre. Le potentiel du point B est dû à la chute de tension dans le fil OM du couple

$$V_0 - V_B = rI$$

avec $I = 5$ mA, $r = 10$ ohms,

$$V_0 - V_B = 0{,}05 \text{ volt.}$$

La capacité parasite γ modifie donc très peu la fréquence et les pertes. Lorsque nous enlevons le couple pour opérer avec le dynatron, nous reportons la prise de terre en B; la fréquence n'est pas modifiée, aux erreurs d'expérience près. Nous avons adopté le montage de la figure 4, qui correspond le mieux aux conditions d'utilisation des circuits oscillants, une borne du condensateur étant généralement mise au sol.

VIII. Schéma général des appareils et mode opératoire. — Nous accordons approximativement l'émetteur principal sur le circuit oscillant étudié dont le point O est au sol (fig. 4). Nous mesurons la fréquence des oscillations, puis relevons deux courbes de réso-

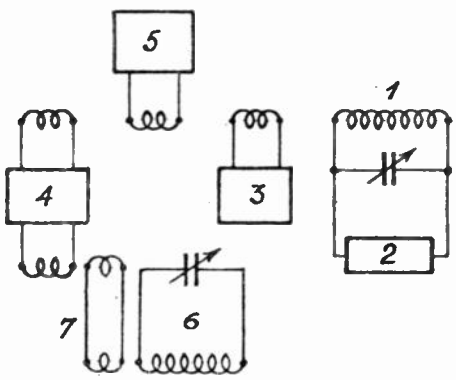


Fig. 5. — Disposition générale des appareils :
1. Circuit oscillant étudié; 2. dynatron; 3. émetteur principal; 4. émetteur auxiliaire; 5. récepteur à réaction; 6. ondemètre; 7. circuit apériodique couplant 4 et 6.

nance, avant et après l'insertion d'une résistance connue dans le circuit oscillant. Ces courbes nous permettent d'accorder à peu près exactement le circuit sur la fréquence choisie, puis nous procédons à la mesure par la méthode de variation de résistance. Ensuite, nous remplaçons le couple par un autre du même type et mesurons sa résistance. Puis, emploi du dynatron, en ayant préalablement enlevé le couple et mis le point B au sol (fig. 4). Nous utilisons le même galvanomètre et les mêmes batteries, grâce à des interrupteurs et inverseurs appropriés, qui permettent d'opérer rapidement. Finalement, par la méthode de comparaison avec

doubles battements, nous étalonnons le condensateur aux points de résonance utilisés, ce qui nous permettra de calculer l'inductance et la capacité propre de la bobine.

IX. Résultats. — Le condensateur a une résistance de quelques dixième d'ohms sur la fréquence de 1.250 kilopériodes.

Le tableau I donne la variation de la résistance du couple avec la fréquence. Cette variation ne semble pas attribuable aux secteurs dont le fil est trop fin pour subir un effet de peau, mais l'est sans doute au culot de matière moulée quelconque, siège de pertes diélectriques.

Tableau I.

F kP	400	700	800	900	1000	1100	1200	1300	1400	1500	1550
R ohms	20,3	20,3	20,35	20,4	20,45	20,6	20,9	21,25	21.7	22.25	22,6

Le tableau II donne la résistance de trois circuits oscillants en fonction de la fréquence.

1° Variation de résistance : colonne 3; les nombres ont été corrigés (formule 7). L'erreur est de 0,5 % environ, et croît avec la fréquence.

2° Courbe de résonance : la colonne 6 donne les résultats obtenus par les formules (22) et (16); les colonnes 7 et 8, par les formules (17) et 18); les colonnes 9 et 10 donnent les résistances insérées et mesurées. L'examen des nombres obtenus montre que la méthode est susceptible d'erreurs importantes.

3° Méthode du dynatron : les colonnes 4 et 5 donnent les résultats à l'accrochage et au décrochage[1]. Le désaccord avec la méthode de variation de résistance augmente lorsque $\frac{L}{CR}$ diminue.

Le tableau III donne les résultats d'une série de mesures faites pour étudier la précision de la méthode du dynatron. Nous avons mesuré la résistance d'un circuit oscillant avant et après l'insertion d'une résistance connue; la différence des deux nombres devrait donner la résistance insérée.

1. Le désaccord entre ces résultats est dû à une véritable hystérésis de la lampe (25).

Les séries de mesures 2, 3, 4 ont été faites à la même fréquence, avec des inductances différentes et en utilisant la même lampe. L'examen des résultats montre que la résistance trouvée est supérieure à la résistance insérée, et que l'écart augmente avec cette résistance et lorsque l'inductance diminue. Cela peut

Tableau II.

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
BOBINE N°	F kP	VARIATION de résistance	DYNATRON à l'accrochage	DYNATRON au décrochage	COURBE DE RÉSONANCE directe.	variante	L	r. insér.	r. mesur.
(1)	1.536	33,8	33	32,4					
L =	1.465	30	31,2	31,1					
0,125	1.147	29,5	27,3	27,1	31,1	26,9	0,117	32,6	34,7
*m*H	954	28,3	26,5	26,3	32,1	43	0,167	29,9	22,5
± 0,002	852	28,1	26,3	26,1	28,1	29,9	0,133	29,9	28,1
γ =	770	28	25,9	25,7	29,2	28,2	0,122	29,9	31,8
0,028	714	27,8	25,7	25,4	28,4	25,7	0,113	29,9	33
*m*μF	668	27,5	25,3	25,1	32,2	33,8	0,131	25,4	24
± 0,002	638	27,3	25,1	25	27,9	30,5	0,141	15,2	12.6
Fo =	584	27,2			23,8	25,4	0,133	11,5	10,8
7.090 kP	560	27,1							
(2)	1.537	34,9	36,3	35,6					
L =	1.276	32,3	33,7	32,1					
0,165	985	30,6	28,2	27,9	35,7	36	0,163	32,1	31,8
*m*H	842	30	28	27,7	31,4	31	0,177	29,9	27,6
± 0,002	748	29,7	27,9	27,6	30,4	32	0,173	28,3	27
γ =	676	28,3	27,3	27,1	28,9	30,1	0,171	28,3	27,3
0,034	616	28,1	26,8	26,1	26,6	22,9	0,142	28,3	32,9
*m*μF	578	27,9	26,5	26,2	31,5	31	0,162	28,3	28,8
± 0,002	542	27,5	26,4	26,1	23.3	34,3	0,252	27,1	18,5
Fo =	508	27,2	26,3	26,1	25,2	25	0,158	18,1	19,8
5.180 kP	490	26,9							
(3)	1.050	35,1	37,3	35,8					
L =	885	33,5	33,5	32,6					
0,318	695	32,5	30,9	30,7	32,2	32,5	0,322	34,3	32,2
*m*H	586	31	28,5	28,3	30,7	31,2	0,322	29,9	25,7
± 0,002	518	30,7	28,1	28	28,3	26,2	0,310	29,9	32,3
γ =	473	29,8	27,7	27,1	28,5	32,5	0,362	29,9	26,4
0,035	406	29,5	27	26,7	32,2	36,1	0,355	28,3	25,3
*m*μF	434	29,6	27,2	26,8	27,4	32,1	0,371	29,9	25,6
± 0,002	380	29,4	26,9	26,5	24,8	31,4	0,400	28,3	22,6
Fo =	356	28,8	26,7	26,4	28,3	28,5	0,319	27,1	27
3.430 kP	340	27,9	26,6	26,3					

Tableau III.

1	2	3	4	5	6	7	8
CONDITIONS OPÉRATOIRES	RÉSISTANCE mesurée. R ohms.	MESURES A L'ACCROCHAGE $\rho = \frac{L}{CR}$ ohms.	MESURES A L'ACCROCHAGE R ohms.	MESURES A L'ACCROCHAGE r ohms.	MESURES AU DÉCROCHAGE $\rho = \frac{L}{CR}$ ohms.	MESURES AU DÉCROCHAGE R ohms.	MESURES AU DÉCROCHAGE r ohms.
L = 0,318	CO seul.	271.500	15,85		296.500	14,70	
F = 1.050	CO + 11,51	159.500	27,3	11,45	168.500	25,85	11,15
kP	CO + 16,22	138.750	31,45	15,6	144.000	30,25	15,55
lampe	CO + 20,34	120.500	36,15	20,3	123.500	35,3	20,6
Philips	CO + 23,76	109.250	39,9	24,05	114.000	38,1	23,4
B 412	CO + 27,15	101.500	42,96	27,11	103.000	42,35	26,5
ρ_m =	CO + 29,92	93.000	46,9	31,05	94.500	46	30,3
25.000	CO + 31,26	91.750	47,5	31,65	94.250	46,25	31,55
(1)							
L = 0,318	CO seul.	291.000	15,4		297.000	15,1	
mH	CO + 11,51	166.500	27	11,6	173.500	25,9	10,8
F = 1.050	CO + 16,22	139.000	32,3	16,9	140.000	32,1	17
kP	CO + 20,34	122.500	36,7	21,3	125.000	35,9	20,8
lampe	CO + 23,76	110.000	40,8	25,1	112.500	40	24,9
Philips	CO + 27,15	100.500	44,7	29,3	105.000	42,8	27,7
E 442	CO + 29,92	94.000	47,9	32,5	95.500	47,1	32
ρ_m =	CO + 31,26	93.000	48,4	33	95.500	47,1	32
50.000	CO + 34,29	86.000	52,3	36,9	87.500	51,5	36,4
(2)	CO + 35,5	84.000	53,6	38,2	84.000	53,6	38,5
L = 0,220							
mH	CO seul.	226.000	9,6		230.000	9,4	
F = 1.065	CO + 11,51	95.000	22,8	13,2	98.500	22	12,6
kP	CO + 16,22	85.000	25,5	15,9	85.500	25,3	15,9
lampe	CO + 20,34	70.250	30,8	21,2	71.500	30,3	20,9
Philips	CO + 23,76	61.500	35,2	25,6	62.500	34,6	25,2
E 412	CO + 27,15	55.250	39,2	29,6	56.000	38,7	29,3
ρ_m =	CO + 29,92	51.500	42	32,4	52.500	41,2	31,8
50.000	CO + 31,26	50.750	42,6	33	51.250	42,2	32,8
(3)							
	CO seul.	197.500	8,6		200 000	8,5	
L = 0,192	CO + 10,15	91.750	18,5	9,9	91.750	18,5	10
mH	CO + 11,51	83.500	21,7	13,1	85.500	21,2	12,7
F = 1.065	CO + 15,23	68.250	26,6	18	70.250	25,8	17,3
kP	CO + 16,22	65.250	27,8	19,2	67.000	27	18,5
lampe	CO + 18,08	60.500	30	21,4	62.500	29	20,5
E 112	CO + 20,34	56.500	32,1	23,5	57.250	31,6	23,1
	CO + 22,39	53.250	34	25,4	54.000	33,4	24,9
(4)							

Tableau III *(suite)*.

1	2	3	4	5	6	7	8
CONDITIONS OPÉRATOIRES	RÉSISTANCE mesurée. R ohms.	MESURES A L'ACCROCHAGE			MESURES AU DÉCROCHAGE		
		$\rho = \frac{L}{CR}$ ohms.	R ohms.	r ohms.	$\rho = \frac{L}{CR}$ ohms.	R ohms.	r ohms.
L = 0,318	CO seul.	164.000	8,25		169.250	8	
F = 586	CO + 10,15	71.500	18,9	10,65	73.500	18,35	10,35
kP	CO + 11,51	64.500	20,9	12,65	66.500	20,35	12,35
E 442	CO + 15,23	54.250	24,9	16,65	54.500	24,75	15,75
	CO + 16,22	50.750	26,6	18,35	51.750	26,05	17,8
(5)							
L = 0,165 mH							
F = 1.537	CO seul.	175.000	14,1		181.000	13,9	
kP	CO + 11,51	90.000	28	13,6	91.750	27,5	13,1
lampe	CO + 16,22	71.750	35,1	20,7	75.000	33,6	19,7
Philips	CO + 20,34	64.000	39,1	25	66.500	37,9	24
E 442	CO + 23,76	56.250	44,75	30,35	57.750	43,6	29,7
$\rho_m =$ 50.000	CO + 27,15	50.250	50	35,6	52.750	47,9	34
(6)							
	CO seul.	170.500	10,15		176.500	9,8	
L = 0,165	CO + 10,15	78.250	22,3	11,85	79.000	22,1	12,3
F = 1.276	CO + 11,51	69.500	25,1	14,65	70.250	24,85	14,1
lampe	CO + 15,23	59.000	29,5	19,05	61.000	28,6	18,15
E 442	CO + 16,22	56.250	31	20,55	57.750	30,2	19,75
	CO + 18,08	53.500	32,6	22,15	54.500	31,9	21,45
(7)							

se résumer en disant que l'écart croît lorsque $\frac{L}{CR}$ décroît, ou encore lorsque la différence $\frac{L}{CR} - \rho_m$ diminue, ρ_m désignant la plus petite valeur de la résistance négative présentée par la lampe. On peut se demander si cet écart n'est pas dû à une erreur dans la mesure de la fréquence ou de l'inductance, quantités qui interviennent par leur carré dans la formule (23) donnant la résistance du circuit. La série de mesure 1 a été faite dans les mêmes conditions que la série 2, mais avec une lampe de ρ_m plus faible : la concordance entre les valeurs des résistances insérées et mesurées est bonne, et nous devons remarquer que

$\frac{L}{CR} - \rho_m$ fut toujours notablement supérieure à ρ_m. Donc l'hypothèse faite plus haut ne doit pas être retenue, et la conclusion de ces mesures est que la méthode est d'autant meilleure que $\frac{L}{CR} - \rho_m$ est plus grand. Cette quantité mesure, en quelque sorte, la possibilité plus ou moins grande d'entretien des oscillations dans un circuit donné par une lampe donnée. Les accrochages sont d'autant moins nets et les oscillations d'autant moins intenses que $\frac{L}{CR} - \rho_m$ est plus faible. Le tableau II montre que la concordance entre les méthodes de variation de résistance et du dynatron est le meilleure aux fréquences les plus élevées, c'est-à-dire lorsque $\frac{L}{CR}$ est notablement plus grand que ρ_m; ce fait est en bon accord avec la conclusion qui vient d'être énoncée.

X. Conclusion. — La méthode de la courbe de résonance, longue et peu précise, est à rejeter.

La méthode du dynatron est très pratique, bien qu'elle nécessite des mesures très exactes de fréquences et d'inductances. Il y a lieu de choisir une lampe de ρ_m le plus faible possible. Il est à regretter qu'elle ne soit pas toujours applicable.

La méthode de variation de résistance est susceptible de donner une bonne précision et s'applique dans tous les cas, mais nécessite un appareillage assez compliqué.

M. Beauvilain.

Bibliographie.

Bedeau. *Cours élémentaire de télégraphie et téléphonie sans fil.*

1. Courbe de résonance, n° 132.
2. Mesure des décréments, n° 133.
3. Méthode des doubles battements, n° 189.
4. Réception par détectrice à réaction, n° 193.
5. Construction d'une courbe de résonance. — Couple thermoélectrique, n° 217.
6. Ondemètre à absorption, n° 222.
7. Mesure des capacités, n° 223.
8. Mesure des inductances, n° 224.
9. Mesure de la capacité propre d'une bobine, n° 225.

10. Ordre de grandeur de la pénétration, n° 266.
11. Résistance en haute fréquence. Cas où le courant n'a pas la même intensité partout, n° 269.
12. Méthode de Mesny (circuits oscillants), n° 271.
13. Méthode de Mesny (condensateurs), n° 272.
14. Perte d'énergie dans un diélectrique, n° 273.

H. ARMAGNAT et LÉON BRILLOUIN. *Les mesures en haute fréquence.*

15. Mesure des constantes d'une bobine, p. 116.
16. Mesure des capacités par comparaison, p. 119.
17. Méthode de variation de résistance, p. 135.
18. Méthode par mesure du décrément des oscillations, p. 141.
19. Pertes dans les condensateurs et les diélectriques, p. 170.
20. Étude expérimentale de la résistance d'une bobine, p. 173.
21. Ampèremètre à couple thermoélectrique, p. 195.

ABADIE. *O. E.* 1923.

22. Étalonnage d'un système couple thermoélectrique / galvanomètre, p. 133.

MESNY. *O. E.* 1922.

23. Étude sur les résistances en haute fréquence, p. 160, 231.

HANS FRUHAUF. *Zeitschrift für Hochfrequenztechnik.* Juin 1931. Band 37. Heft 6.

24. Mesure de la résistance d'un circuit oscillant avec un dynatron, p. 223.

M. G. SCROGGIE. *The Wireless Engineer*, N° 121. Vol. X. Oct. 1933.

25. Applications du dynatron, p. 527.

NOTE SUR QUELQUES MESURES DU RAYONNEMENT DES STATIONS DE NAVIRES

par Jean MARIQUE

Ingénieur A. I. Br. et Radio E. S. E.
Maître de Conférences à l'Université de Bruxelles.

SOMMAIRE

En se basant sur des mesures d'intensité de champ et sur les formules de propagation de Sommerfeld / van der Pol et de Watson / Eckersley, l'auteur a calculé la puissance rayonnée et la hauteur effective des antennes de certains navires. Des invraisemblances auxquelles conduit l'utilisation de la seconde formule, l'auteur conclut qu'elle donne une atténuation trop forte du rayon direct. Les mesures effectuées sur des émissions de navires croisant au voisinage de Douvres font ressortir une importante réflexion des ondes sur les falaises de la côte anglaise.

1. Conditions dans lesquelles les mesures ont été effectuées. — Le Comité International Radiomaritime a entrepris, dans le courant de 1933, des mesures de rayonnement des stations de bord et a organisé des émissions spéciales dans ce but. Ces mesures ont toutes été faites à Bruxelles. Comme il s'agissait de mesurer des intensités de l'ordre de quelques dizaines de microvolts par mètre, on a employé une antenne à la réception. L'installation a été étalonnée par comparaison avec une installation à cadre mobile placée sur le toit du même immeuble, à l'endroit le plus élevé de Bruxelles, dans une région peu bâtie. On peut donc admettre que les intensités de champ mesurées sont comparables à celles qui seraient trouvées en pleine campagne.

Toutes les mesures ont été faites en plein jour, généralement entre 10.00 et 15.00 heures GMT, de façon à éviter, autant que possible, la présence du rayon indirect. De très nombreuses mesures de champ sur les émissions régulières des radiophares maritimes pendant ces heures ont donné des résultats très cohérents, qui semblent prouver que le rayon indirect était relativement faible durant les mois pendant lesquels ces mesures ont été faites.

Les navires observés faisaient, suivant un horaire déterminé, des émissions spéciales comprenant, outre un trait continu pour la

mesure, l'indication de l'intensité du courant dans l'antenne pendant ce trait et la position exacte du navire. Les ampèremètres n'avaient pas pu être réétalonnés en vue des mesures, de sorte qu'il peut y avoir de légères divergences entre les résultats de calculs de la hauteur effective où intervient ce courant.

2. Calcul de la puissance rayonnée et de la hauteur effective. — Généralement, pour ne pas devoir tenir compte de la conductibilité du sol et pour éviter les phénomènes de rayonnement indirect, on faisait les mesures d'intensité de champ destinées à la détermination de la puissance rayonnée et de la hauteur effective à quelques longueurs d'onde de l'émetteur. Cependant, si l'on pouvait tenir compte exactement de l'atténuation due au sol et de la courbure de la terre, et s'il n'y avait pas de rayon indirect, il n'y avait pas de raison de ne pas s'éloigner davantage de l'émetteur, et la puissance rayonnée et la hauteur effective ainsi déterminées devaient être indépendantes de la distance.

Si, au contraire, on trouvait des résultats qui variaient avec la distance, c'est que la façon dont on tenait compte de l'atténuation n'était pas correcte, soit que la conductibilité du sol fût différente de la valeur admise, soit que la formule elle-même fût incorrecte. Évidemment, quand il s'agit de mesures effectuées à quelques centaines de kilomètres, il faut tenir compte du très grand nombre de causes d'erreurs, et il ne faut pas s'attendre à avoir des résultats exacts à un ou deux pour cent près; cependant la concordance entre les différentes mesures est très honorable. Nous prendrons comme exemple les résultats suivants, obtenus en appliquant la formule de Sommerfeld/van der Pol, la distance entre Bruxelles et le navire variant de 200 à 300 km; les mesures étaient compliquées par le fait qu'à cause de l'humidité, l'isolement de l'antenne était défectueux, et que le courant variait sensiblement d'un essai à l'autre.

DISTANCE	I ant.	W rayonn.	H eff.
200 km	4,1 amp.	12 watts	13 m
210 —	5,6 —	20, 2 —	13, 3 —
295 —	6,2 —	26, 3 —	13, 7 —
305 —	6 —	25 —	13, 8 —

Ce tableau montre ce que l'on peut attendre des mesures telles qu'elles ont été faites.

Pour tenir compte de l'atténuation des ondes le long du sol, nous avons hésité entre deux formules très connues, qui donnent l'intensité du champ à une certaine distance d'un émetteur rayonnant une puissance déterminée au-dessus d'un sol de conductibilité donnée : la formule de Sommerfeld/van der Pol[1] et la formule de Watson/Eckersley[2]. On sait que les courbes publiées pendant la conférence radiotélégraphique de Madrid correspondent à la première de ces formules pour les petites distances, et à la seconde pour les distances de quelques centaines de kilomètres. Il était intéressant pour nous de savoir laquelle était préférable pour des fréquences de l'ordre de 500 kc/s (600 m) et des ditances de 400 à 600 km.

Nous avons donc travaillé comme suit :

Nous avons mesuré l'intensité du champ de certaines stations de navires. En appliquant à rebours les deux formules indiquées plus haut, nous avons déduit la puissance rayonnée correspondante et, de cette puissance, la hauteur effective apparente de l'antenne. Sauf dans certains cas, où nous connaissions très exactement la conductibilité du sol[3], nous avons admis, pour celle-ci, la valeur moyenne 10^{-13} pour la terre, et 10^{-11} pour la mer. Comme les navires avec lesquels nous travaillions se trouvaient dans la Manche, nous avons vérifié sur les diagrammes de rayonnement du *Poste Parisien* et de *Radio-Paris* publiés par M. David, dans la *Revue Générale d'Électricité* que la conductibilité moyenne du sol du nord de la France et de l'ouest de la Belgique était bien de cet ordre de grandeur.

Nous ne connaissions pas exactement la hauteur effective des antennes de navires, mais nous savions qu'elle était de l'ordre de 0,3 à 0,5 de la hauteur géométrique. Si donc les calculs basés sur les mesures de champ et les formules employées donnaient des valeurs de cet ordre de grandeur, nous estimions que la formule était correcte; si, au contraire, une formule nous donnait des valeurs invraisemblables, nous pouvions être certains qu'elle n'était pas applicable au cas envisagé.

---

1. *Zeitschrift für Hochfrequenztechnick*, **37**; avril 1931.

2. *Proc. I. R. E.* 1932, p. 1555.

3. M. Braillard, en se basant sur les mesures de champ des deux stations de radiodiffusion belges, a dressé une carte détaillée de la conductibilité du sol belge.

Comme, dans les essais qui font l'objet de cet article, l'onde se propageait toujours, partie sur mer, partie sur terre, nous avons employé la courbe d'atténuation sur mer jusqu'à la côte, puis la courbe d'atténuation sur terre correspondant à un émetteur placé à la même distance, mais de puissance supérieure, de façon à donner la même intensité de champ à la distance qui sépare l'émetteur de la côte.

3. Résultats des mesures pour des distances de 400 à 500 km. — Le tableau I résume les conditions de quelques mesures effectuées avec des navires se trouvant entre 400 et 500 km de Bruxelles. Les différences de hauteur effective calculée avec la même formule pour un même navire sont vraisemblablement dues en partie à des conditions de propagation non identiques (certaines mesures ont été faites à plusieurs semaines d'intervalle), à des erreurs de mesures ou de position, mais également à des orientations différentes de l'axe du navire par rapport à Bruxelles. On sait, en effet, que la présence des cheminées, notamment, modifie sensiblement le rayonnement dans certaines directions. Des mesures faites à une soixantaine de kilomètres dans un coude de l'Escaut, alors que le navire tourne sensiblement sur place, ont permis de montrer très nettement l'effet d'écran des cheminées. C'est la raison pour laquelle nous avons indiqué, au tableau I, chaque fois que des essais avaient permis de les déterminer, la valeur minimum (ombre de la cheminée) et la valeur « par le travers » de la hauteur effective de façon à permettre une comparaison avec les valeurs déduites des essais à distance.

Le tableau I permet de se rendre compte de ce que la formule d'Eckersley donne, vers 500 km, des valeurs de l'intensité du champ systématiquement trop faibles (hauteur effective calculée trop forte, de l'ordre de la hauteur géométrique, ce qui n'est pas possible, et puissance rayonnée supérieure à la puissance nominale des émetteurs), tandis que la formule de Sommerfeld/van der Pol semble se rapprocher beaucoup plus de la réalité, bien qu'il semble que l'atténuation soit un peu plus forte que ne l'indique cette formule.

Les courbes de propagation de jour publiées pendant la Conférence de Madrid doivent avoir le même défaut que celui qui est

NAVIRE	I	II	II	III	IV	V	V	VI	VI	VI	VI
Distance totale (km).....	425	440	470	415	400	470	500	470	475	490	505
Trajet sur mer (km).....	210	230	265	190	175	270	300	265	270	285	295
Courant antenne (amp).	4	8	8	7	8	11,5	11,5	7	7,25	6,5	8
Haut. géométrique (m).....	40	41	41	—	—	40	40	42,5	42,5	42,5	42,5
Haut. eff. calculée à petite distance											
a) minimum (m).....	12	14,8	14,8	—	—	9,5	9,5	—	—	—	—
b) par le travers (m).....	24	23,7	23,7	—	—	16	16	22	22	22	22
Champ à Bruxelles.....	34	55	75	75	83	90	73	63	63	67	60
Formule de Sommerfeld / van der Pol :											
a) puiss. rayonnée (watt)....	13,3	36	62,5	72	77	93	63,5	49	47	40	46
b) haut. effective calculée...	15,1	12,5	16,4	20	18	13,9	11,5	16,5	15,8	16,2	14,1
c) $\frac{\text{H eff.}}{\text{H géom.}}$	0,375	0,3	0,4	—	—	0,317	0,287	0,388	0,372	0,381	0,332
Formule de Watson / Eckersley :											
a) puiss. rayonnée (watt)....	68	335	510	330	330	730	605	360	360	382	487
b) haut effective calculée ...	31,2	38	46,7	43,4	37,5	39	35,5	45	43,5	49,6	45,7
c) $\frac{\text{H eff.}}{\text{H géom.}}$	0,855	0,926	1,14	—	—	0,9	0,887	1,06	1,02	1,17	1,07

Tableau I.

attribué à la formule de Watson/Eckersley. Il semble d'ailleurs que cela ait été reconnu à la Conférence de Lucerne; le rapport du comité chargé d'étudier la propagation des ondes dit, en effet (document 160), en parlant des courbes de Madrid.-« Les courbes portant l'indication „ jour " doivent être regardées comme relatives au rayonnement direct. Elles sont applicables au milieu du jour, en été. Dans les autres saisons, surtout en hiver, et aux grandes distances, les valeurs effectivement mesurées de jour peuvent être comprises entre les valeurs de jour et celles de nuit, indiquant que les conditions idéales de jour ne sont pas réalisées et qu'il existe une onde „ indirecte " ».

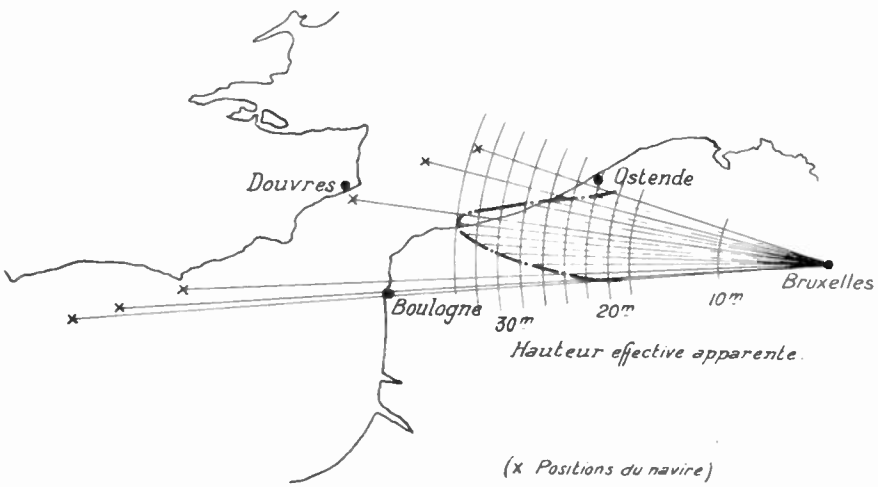
4. Réflexion des ondes sur les falaises de la côte anglaise près de Douvres. — Quand les navires avec lesquels nous faisions des essais passaient au voisinage de Douvres, les valeurs de la puissance rayonnée et de la hauteur effective calculées, aussi bien par la formule de Sommerfeld/van der Pol que par celle de Watson/Eckersley, dépassaient considérablement les valeurs moyennes obtenues par les mêmes formules pour les mêmes navires croisant dans d'autres parages. Cette anomalie a été constatée pour les quatre navires qui ont fait des émissions à notre intention pendant qu'ils naviguaient dans le Pas de Calais, mais, par suite de la difficulté d'établir un programme qui tint compte de l'horaire du navire, de son service radiotélégraphique, des heures pendant lesquelles les mesures ont quelque chance d'avoir une valeur et des imprévus, un seul de ces navires nous a permis de tracer une courbe complète du phénomène.

Le tableau II résume les résultats des calculs faits avec la formule de Sommerfeld/van der Pol. La hauteur géométrique de l'antenne était 31,7 m.

HEURE GMT	0800	0900	1030	1330	1430	1530
Distance totale (km.)	165	185	220	305	320	350
Trajet sur mer km.	55	55	60	95	110	140
Courant antenne amp.	3.8	3,8	3.5	3.7	3.9	4
Champ à Bruxelles (microv/m)...	175	163	149	66	60	51
Puiss. ray. apparente (watts	22,6	30,8	51	28,5	25	21
Haut. effect. apparente (m.).	20.7	24	33,8	24	21.2	19.1

Tableau II.

Nous avons porté sur une carte du Pas de Calais (voir la figure) les valeurs de la hauteur effective apparente en diagramme polaire; les petites croix représentant les positions du navire. Deux autres navires nous ont donné des variations de la hauteur effective apparente de 19,7 à 36 m pour l'un, de 16 à 30,6 m pour l'autre,



Variation, observée à Bruxelles, de la hauteur effective apparente de l'antenne d'un navire, attribuée à la réflexion sur divers points des falaises de la côte anglaise.

ces navires croisant à peu près aux mêmes endroits mais à des dates tout à fait différentes.

Il est évident que cette anomalie n'est due ni à une conductibilité extraordinairement favorable entre Bruxelles et la côte, ni à un changement des conditions à bord des navires, ni à un rayonnement indirect, au sens habituel, puisque nous avons constaté ce phénomène en plein mois d'août. Il s'agit donc de conditions purement locales à l'émission; nous avons attribué cette augmentation du rayonnement dans la direction du continent à la réflexion des ondes sur les falaises de la côte anglaise. Les navires avec lesquels nous avons fait ces essais passent, en effet, très près de la côte, à moins d'un mille. Comme la longueur d'onde est de 660 m, et que les falaises sont beaucoup plus hautes que l'antenne du navire, il est normal que la puissance réfléchie soit importante. Le « rendement » du réflecteur dépend énormément de la distance de l'antenne à la côte, et la direction privilégiée dépend de l'orien-

tation des falaises. C'est pourquoi, suivant les navires, le phénomène s'amorce plus ou moins loin de part et d'autre de Douvres.

Il est bien évident que, dans le cas présent, les formules ordinaires du rayonnement ne sont plus, strictement parlant, applicables, puisqu'un réflecteur est associé à l'antenne. L'augmentation apparente de la hauteur effective le prouve; mais nous avons considéré que cette façon d'exposer les choses était la manière la plus simple de mettre en évidence à la fois cette réflexion, et son importance, en restant dans le cadre de l'étude entreprise.

Une conséquence immédiate de ce phénomène est que les relèvements radiogoniométriques faits dans cette région doivent être faux quand le goniomètre est touché par le rayon réfléchi; ce serait notamment le cas de goniomètres installés à la côte française quand ils relèvent des navires passant près de la côte anglaise; ce serait également le cas de navires passant près de Douvres et relevant des radiophares installés a la côte française Il serait très intéressant de recueillir des observations à ce sujet. »

Pour terminer, je tiens à remercier M. le Commander Slee, président de la commission technique du Comité International Radiomaritime de m'avoir autorisé à publier les résultats ci-dessus.

Jean Marique.